

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2001-186051

(43)Date of publication of application : 06.07.2001

(51)Int.Cl.

H04B 1/707

H04B 7/26

H04L 27/00

(21)Application number : 11-366760

(71)Applicant : TOSHIBA CORP

(22)Date of filing : 24.12.1999

(72)Inventor : TAKANO KOJI

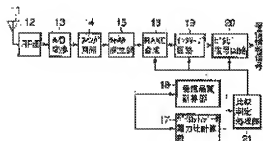
(54) DATA SIGNAL DISCRIMINATION CIRCUIT AND METHOD

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a data signal discrimination circuit and a method that can reduce occurrence of an error in discrimination of presence of a data signal independently of the communication quality.

SOLUTION: The data signal discrimination circuit that receives a signal with a data structure where a pilot signal and a data signal are temporally multiplexed and whose transmission is intermittently stopped as transmission control, is provided with a power ratio calculation section 17 that calculates the ratio of the power of the pilot signal to that of the data signal, a reception quality calculation section 18 that calculates the reception quality on the basis of the pilot signal, and a discrimination processing section 21 that generates a threshold on the basis of the reception quality calculated by the reception

quality calculation section 18 and compares the threshold with the power ratio calculated by the power ratio calculation section 17 to discriminate the presence of the data signal.



(51) Int.Cl. ⁷	識別記号	F I	テマコード ⁷ (参考)
H 0 4 B 1/707		H 0 4 J 13/00	D 5 K 0 0 4
7/26		H 0 4 B 7/26	K 5 K 0 2 2
H 0 4 L 27/00		H 0 4 L 27/00	B 5 K 0 6 7
			C

審査請求 未請求 請求項の数 7 O L (全 6 頁)

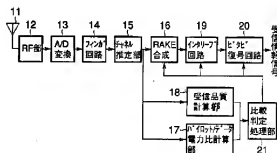
(21) 出願番号	特願平11-366760	(71) 出願人	000003078 株式会社東芝
(22) 出願日	平成11年12月24日(1999.12.24)	(72) 発明者	神奈川県川崎市幸区堀川町72番地 高野 考司
		(73) 発明者	東京都日野市旭が丘3丁目1番地の1 株 式会社東芝日野工場内
		(74) 代理人	100058479 弁理士 鈴江 武彦 (外6名)
		Fターム(参考)	5K004 A01 B402 B605 5K022 E301 5K067 B621 C01 C24 D025 E302 EE10 FF18 G002 G11 H022 H025 L01

(54) 【発明の名称】 データ信号判定回路及び方法

(57) 【要約】

【課題】この発明は、通信品質の良否に関わらず、データ信号の有無の判定に誤まりが生じることを軽減することができるデータ信号判定回路及び方法を提供することを目的とする。

【解決手段】パイロット信号とデータ信号とが時間多重されるデータ構造であって、データ信号の送信が間欠的に停止されるように送信制御された信号を受信して、データ信号の有無を判定するデータ信号判定回路において、パイロット信号とデータ信号との電力比を算出する電力比計算部17と、パイロット信号に基づいて受信品質を算出する受信品質計算部18と、この受信品質計算部18で算出された受信品質に基づいてしきい値を生成し、該しきい値と電力比計算部17で算出された電力比とを比較してデータ信号の有無を判定する判定処理部21とを備えている。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 パイロット信号とデータ信号とが時間多重重されるデータ構造を有し、前記データ信号の送信が間欠的に停止されるように送信制御された信号を受信して、前記データ信号の有無を判定するデータ信号判定回路において、前記パイロット信号と前記データ信号との電力比を算出する電力比計算手段と、前記パイロット信号に基づいて受信品質を算出する受信品質計算手段と、この受信品質計算手段で算出された受信品質に基づいてしきい値を生成し、該しきい値と前記電力比計算手段で算出された電力比とを比較して前記データ信号の有無を判定する判定手段とを具備してなることを特徴とするデータ信号判定回路。

【請求項2】 前記判定手段は、前記しきい値を、前記受信品質計算手段で算出された受信品質の1/2に設定することを特徴とする請求項1記載のデータ信号判定回路。

【請求項3】 前記電力比計算手段は、バス毎のパイロット信号とバス毎のデータ信号とに基づいてバス毎の電力比を算出し、前記受信品質計算手段は、バス毎のパイロット信号に基づいてバス毎の受信品質を算出することを特徴とする請求項1記載のデータ信号判定回路。

【請求項4】 前記電力比計算手段は、バス毎の平均パイロット信号電力とバス毎の平均データ信号電力とに基づいてバス毎の電力比を算出し、前記受信品質計算手段は、バス毎の平均パイロット信号電力とパイロットシンボルのばらつきとに基づいてバス毎の受信品質を算出することを特徴とする請求項1記載のデータ信号判定回路。

【請求項5】 前記電力比計算手段は、RAKE合成後のパイロット信号とRAKE合成後のデータ信号とに基づいてRAKE合成後の電力比を算出し、前記受信品質計算手段は、RAKE合成後のパイロット信号に基づいてRAKE合成後の受信品質を算出することを特徴とする請求項1記載のデータ信号判定回路。

【請求項6】 前記電力比計算手段は、RAKE合成後の平均パイロット信号電力とRAKE合成後の平均データ信号電力とに基づいてRAKE合成後の電力比を算出し、前記受信品質計算手段は、RAKE合成後の平均パイロット信号電力とパイロットシンボルのばらつきとに基づいてRAKE合成後の受信品質を算出することを特徴とする請求項1記載のデータ信号判定回路。

【請求項7】 パイロット信号とデータ信号とが時間多重重されるデータ構造を有し、前記データ信号の送信が間欠的に停止されるように送信制御された信号を受信して、前記データ信号の有無を判定するデータ信号判定方法において、前記パイロット信号に基づいて受信品質を算出し、この算出された受信品質に基づいてしきい値を生成し、このしきい値と、前記パイロット信号と前記データ信号との電力比とを比較して前記データ信号の有無

を判定することを特徴とするデータ信号判定方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】この発明は、間欠的に送信されるように送信制御されているデータ信号の有無を判定するデータ信号判定回路及び方法に関する。

【0002】

【従来の技術】周知のように、例えばCDMA (Code Division Multiple Access) 方式に代表されるような、

10 直接拡散方式のスペクトラム拡散通信技術を用いた移動無線通信システムにおいては、従来より、基地局側における送信電力の低減のために、送信すべきデータ信号が存在しないときには送信動作を停止する送信制御が行なわれている。

【0003】そして、このような送信制御が施された移動無線通信システムでは、移動端末側において、受信した電波の中にデータ信号が含まれているか否か、つまり、データ信号の有無を判定する必要がある。この判定を行なうために、以下に述べる2つの方式が採用されている。

【0004】まず、第1の方式は、基地局側で、データ信号にリアンブルとボストアンブルとを埋め込み、これらのシンボルにデータ信号の有無を判定するための情報を載せて送信し、移動端末側で、受信した情報の内容に基づいてデータの有無を判定するようにしたものである。

【0005】また、第2の方式は、移動端末側で、受信したパイロット信号とデータ信号との電力比を計算し、その電力比と予め設定されているしきい値とを比較して、その比較結果によりデータ信号の有無を判定するようにしたものである。

【0006】この場合、第1の方式は、データ信号を送信するチャネルと、パイロット信号を送信するチャネルとが異なるときに使用される手段であり、第2の方式は、データ信号を送信するチャネルにパイロット信号が埋め込まれているときに使用される手段である。

【0007】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、上記した第2の方式のように、受信したパイロット信号とデータ信号との電力比をしきい値と比較してデータ信号の有無を判定する従来の判定手段では、しきい値が予め固定された値として設定されており、その固定的なしきい値に基づいてデータ信号の有無を判定している。

【0008】つまり、通信品質に無関係に一意に決められたしきい値に基づいてデータ信号の有無を判定する構成であるため、例えば劣悪な通信品質の場合等では、データ信号の有無の判定を誤る可能性があるという問題を有している。

【0009】そこで、この発明は上記事情を考慮してなされたもので、通信品質の良否に関わらず、データ信号

の有無の判定に誤まりが生じることを軽減することができ、極めて良好なデータ信号判定回路及び方法を提供することを目的とする。

【0010】

【課題を解決するための手段】この発明に係るデータ信号判定回路は、パイロット信号とデータ信号とが時間多重されるデータ構造を有し、データ信号の送信が間欠的に停止されるように送信制御された信号を受信し、データ信号の有無を判定するものを対象としている。

【0011】そして、このパイロット信号とデータ信号との電力比を算出する電力比計算手段と、パイロット信号に基づいて受信品質を算出する受信品質計算手段と、この受信品質計算手段で算出された受信品質に基づいてしきい値を生成し、該しきい値と電力比計算手段で算出された電力比とを比較してデータ信号の有無を判定する判定手段とを備えるようにしたものである。

【0012】また、この発明に係るデータ信号判定方法は、パイロット信号とデータ信号とが時間多重されるデータ構造を有し、前記データ信号の送信が間欠的に停止されるように送信制御された信号を受信し、前記データ信号の有無を判定するものを対象としている。

【0013】そして、パイロット信号に基づいて受信品質を算出し、この算出された受信品質に基づいてしきい値を生成し、このしきい値と、パイロット信号とデータ信号との電力比とを比較してデータ信号の有無を判定するようにしている。

【0014】上記のような構成及び方法によれば、受信品質に基づいて生成されたしきい値と、パイロット信号及びデータ信号の電力比とを比較してデータ信号の有無を判定するようにしたので、通信品質の良否に関わらず、データ信号の有無の判定に誤まりが生じることを軽減することができるようになる。

【0015】

【発明の実施の形態】以下、この発明の実施の形態について図面を参照して詳細に説明する。図1において、アンテナ11で受信された拡散信号は、RF(Radio Frequency)部12により周波数変換された後、A/D(Analog/Digital)変換器13によりサンプリングされてデジタルの受信ベースバンド信号となる。

【0016】この受信ベースバンド信号は、逆拡散符号及びバスロート内位相を設定したフィンガ回路14により逆拡散処理が施されて、チャンネル推定部15に供給される。このチャンネル推定部15は、フィンガ回路14からの出力情報に基づいて伝送路応答を計算し、パイロット信号及びデータ信号を復調する。

【0017】このうち、復調されたデータ信号は、RAKE合成回路18及びパイロット/データ電力比計算部17にそれぞれ供給される。また、復調されたパイロット信号は、受信品質計算部18及びパイロット/データ電力比計算部17にそれぞれ供給される。

【0018】そして、RAKE合成回路18でRAKE合成されたデータ信号は、インターリーブ回路19に供給される。このインターリーブ回路19は、RAKE合成されたデータ信号にデインターリーブ処理を施し、ビタビ復号回路20に出力している。そして、このビタビ復号回路20が、入力されたデータ信号にビタビ復号処理を施すことによって、受信情報信号が得られる。

【0019】ここで、上記受信品質計算部18は、バス毎のパイロット信号から、バス毎の受信品質を計算し、比較判定処理部21に出力している。また、パイロット/データ電力比計算部17は、バス毎のパイロット信号及びデータ信号から、バス毎の電力比を計算し、比較判定処理部21に出力している。

【0020】この比較判定処理部21は、受信品質計算部18で算出されたバス毎の受信品質に基づいて、データ信号有無判定用のしきい値を求め、そのしきい値と、パイロット/データ電力比計算部17で算出された同一バスロート内位相のバス毎の電力比とを比較する。ただし、同一バスロート内位相のバスが存在しないときは、比較を実行しない。

【0021】そして、比較判定処理部21は、上記した比較の結果、詳細は後述するが、データ信号なしと判定した場合、RAKE合成回路18、インターリーブ回路19及びビタビ復号回路20に対して、その処理を停止する命令を出力する。この停止命令を受けた各回路18、19、20は、直ちに処理を停止する。

【0022】なお、例えば、チャネルオープン要求指示を受けた場合は、比較判定処理部21がデータ信号なしと判定すると、RAKE合成回路18、インターリーブ回路19及びビタビ復号回路20の動作を停止するのではなく、データ信号なしであることを示す応答を行なうことになる。

【0023】また、比較判定処理部21は、データ信号ありと判定した場合、RAKE合成回路18、インターリーブ回路19及びビタビ復号回路20に対して、その処理を開始する命令を出力する。この開始命令を受けた各回路18、19、20は、直ちに処理を開始する。

【0024】なお、上記した各回路18、19、20は、それぞれ、停止中に停止命令を受けた場合に、既に作動中に開始命令を受けた場合には、その命令を無視するように制御されている。

【0025】上記のような構成によれば、比較判定処理部21が、現在の受信品質に基づいて最適なしきい値を用意することができるので、通信品質の良否に関わらず、データ信号の有無の判定に誤まりが生じることを軽減することが可能となり、ひいては、電力の節約を図ることができる。

【0026】図2は、受信信号のフレーム構成例を示している。すなわち、1フレームは、複数のスロットにより構成され、1スロット内にパイロット信号とデータ信

号と時間多重で埋め込まれている。データ信号の送信／停止は、フレーム単位で行なわれるものとする。

【0027】ここで、上記チャネル推定部15から出力されるパス毎のパイロット信号の全てもしくは一部は、受信品質計算部18に供給されて、平均パイロット信号電力／パイロットシンボルのばらつき（分散）なる演算が行なわれることにより、パス毎の受信品質が算出される。

【0028】また、パイロット／データ電力比計算部17により、パス毎の平均パイロット信号電力が算出される。なお、受信品質計算部18及びパイロット／データ電力比計算部17にそれぞれ取り込まれるパイロット信号のシンボル数が、同一である必要はない。

【0029】さらに、上記チャネル推定部15から出力されるパス毎のデータ信号の全てもしくは一部は、パイロット／データ電力比計算部17に供給されて、パス毎の平均データ信号電力が算出される。

【0030】ただし、受信品質計算部18に供給されるパイロット信号を含むチャネルと、パイロット／データ電力比計算部17に供給されるパイロット信号及びデータ信号を含むチャネルとが、同一である必要はない。

【0031】そして、パイロット／データ電力比計算部17により、

平均パイロット信号電力／平均データ信号電力
なる演算が行なわれることによって、パス毎の電力比が算出される。

【0032】図3は、上記した実施の形態における受信品質、しきい値、パイロット／データ電力比及びデータ信号有無判定結果の関係の一例を示している。すなわち、受信品質が時間とともに図3に示すように変化している場合、データ信号有無判定用のしきい値は、例えば、

受信品質／2

のように設定される。

【0033】ところで、パイロット／データ電力比が、図3に示すような曲線であると仮定する。今、パイロット信号電力とデータ信号電力とが同レベルで送信されていると、パイロット／データ電力比は、1シンボルあたりに換算すると、理想的には1：1であるから0dBとなる。

【0034】また、受信品質がE dBであるとき、逆拡散後の受信電力と干渉電力との比がE dBであり、このとき逆拡散後の受信電力が停止された場合、全てが干渉電力となり、受信品質は0dBとなる。

【0035】このようなことから、逆に考えると、データ信号電力が停止しているとき、

パイロット信号電力（送信されている信号電力）／データ信号電力（送信されていない信号電力、つまり、干渉電力）

は、E dBとなる。

【0036】すなわち、受信品質がE dBであるとき、しきい値はE／2となり、パイロット／データ電力比は、理想的には、データ信号がある場合0dB、データ信号がない場合E dBとなって、両方ともしきい値との差が最大となり、理想的なしきい値であるといえる。

【0037】比較判定処理部21での比較判定は、送信動作を停止する制御の行なわれる周期（ここでは1フレーム）で行なわれ、判定結果がデータ信号なしの場合は、即座にRAKE合成回路16、インターリーブ回路19及びビタビ復号回路20に停止を指示することにより、次のフレームを受信するまで、上記各回路16、19、20を停止させ、電力節減を図ることができる。

【0038】なお、例えば、チャネルオープン要求指示を受けた場合は、比較判定処理部21がデータ信号なしと判定すると、RAKE合成回路16、インターリーブ回路19及びビタビ復号回路20の動作を停止するだけではなく、データ信号なしであることを示す応答を行なうことになる。

【0039】また、比較判定処理部21での判定結果がデータ信号ありの場合は、即座にRAKE合成回路16、インターリーブ回路19及びビタビ復号回路20に動作開始を指示し、上記各回路16、19、20を動作させる。

【0040】ここで、上記の説明では、パイロット信号電力とデータ信号電力とが等しいものとしたが、両方の信号電力が異なっている場合でも構わない。ただし、この場合、その電力差をしきい値に反映させる必要がある。

例えば、
パイロット信号電力：データ信号電力＝3：1

であるとすると、しきい値は、
(受信品質＋3)／2 dB
となる。

【0041】また、しきい値は、前述したように、受信品質／2に限られるものではない。

【0042】図4は、上記した実施の形態の変形例を示している。図1と同一部分に同一符号を付して説明すると、RAKE合成回路16でRAKE合成されたデータ信号を、パイロット／データ電力比計算部17に供給するとともに、RAKE合成されたパイロット信号を、受信品質計算部18及びパイロット／データ電力比計算部17にそれぞれ供給している。

【0043】そして、受信品質計算部18は、RAKE合成後のパイロット信号から、RAKE合成後の受信品質を計算し、パイロット／データ電力比計算部17は、RAKE合成後のパイロット信号及びデータ信号から、RAKE合成後の電力比を計算するようにしている。

【0044】すなわち、上記RAKE合成回路16から出力されるRAKE合成後のパイロット信号の全てもしくは一部は、受信品質計算部18に供給されて、

平均パイロット信号電力/パイロットシンボルのばらつき(分散)

なる演算が行なわれることにより、RAKE合成後の受信品質が算出される。

【0045】また、パイロット/データ電力比計算部17により、RAKE合成後の平均パイロット信号電力が算出される。なお、受信品質計算部18及びパイロット/データ電力比計算部17にそれぞれ取り込まれるパイロット信号のシンボル数が、同一である必要はない。

【0046】さらに、上記RAKE合成回路16から出力されるRAKE合成後のデータ信号の全てもしくは一部は、パイロット/データ電力比計算部17に供給されて、RAKE合成後の平均データ信号電力が算出される。

【0047】ただし、受信品質計算部18に供給されるパイロット信号を含むチャネルと、パイロット/データ電力比計算部17に供給されるパイロット信号及びデータ信号を含むチャネルとが、同一である必要はない。

【0048】そして、パイロット/データ電力比計算部17により、

平均パイロット信号電力/平均データ信号電力なる演算が行なわれることによって、RAKE合成後の電力比が算出される。このように、受信品質及び電力比の計算に、RAKE合成後のパイロット信号及びデータ信号を用いることも可能である。

【0049】なお、この発明は上記した実施の形態に限定されるものではなく、この外その要旨を逸脱しない範囲で種々変形して実施することができる。 *

*【0050】

【発明の効果】以上詳述したようにこの発明によれば、通信品質の良否に関わらず、データ信号の有無の判定に誤まりが生じることを軽減することができる極めて良好なデータ信号判定回路及び方法を提供することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】この発明に係るデータ信号判定回路及び方法の実施の形態を説明するために示すブロック構成図。

10 【図2】同実施の形態における受信フレームの構成例を説明するために示す図。

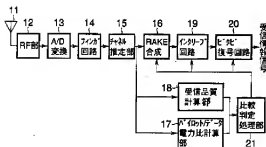
【図3】同実施の形態における受信品質、しきい値、パイロット/データ電力比及びデータ信号有無判定結果の関係の一例を説明するために示す図。

【図4】同実施の形態の変形例を説明するために示すブロック構成図。

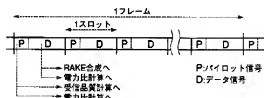
【符号の説明】

- 11…アンテナ、
- 12…RF部、
- 13…A/D変換器、
- 14…フィルタ回路、
- 15…チャンネル推定部、
- 16…RAKE合成回路、
- 17…パイロット/データ電力比計算部、
- 18…受信品質計算部、
- 19…インターリーブ回路、
- 20…デマッピング回路、
- 21…比較判定処理部。

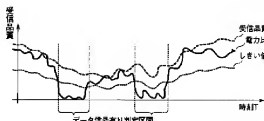
【図1】



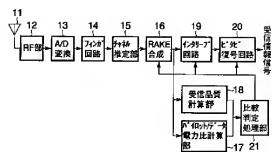
【図2】



【図3】



【図4】



PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2001-217896

(43)Date of publication of application : 10.08.2001

(51)Int.Cl.

H04L 29/08 H04B 7/26

H04L 1/00 H04M 3/26

(21)Application number : 2000-022042

(71)Applicant : MATSUSHITA ELECTRIC WORKS LTD

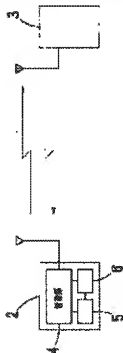
(22)Date of filing : 31.01.2000

(72)Inventor : KURITA MASANORI

MATSUMOTO KAZUNORI

ARAI TAKAYUKI

(54) WIRELESS DATA COMMUNICATION SYSTEM



(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a wireless data communication system that can conduct wireless data communication at a speed as fast as possible with less communication error and without greatly lowering its data transmission efficiency.

SOLUTION: Prior to actual data communication, a test data block whose transmission speed is stepwise changed is transmitted and by evaluating an error rate of received data, a data transmission speed as fast as possible with less communication error is decided and actual data communication is conducted at a decided data transmission speed. A bit error rate count section 5 counts a bit error rate and a bit error rate discrimination section 6 discriminates whether or not this bit error rate is equal to or below a predetermined permissible

value.

(51)Int.Cl. ⁷	識別記号	F I	テマコード [*] (参考)
H 0 4 L 29/08		H 0 4 L 1/00	C 5 K 0 1 4
H 0 4 B 7/26		H 0 4 M 3/26	Z 5 K 0 1 9
H 0 4 L 1/00		H 0 4 L 13/00	3 0 7 C 5 K 0 3 4
H 0 4 M 3/26		H 0 4 B 7/26	M 5 K 0 6 7
			K
		審査請求 未請求 請求項の数6	O L (全 6 頁)

(21)出願番号 特願2000-22042(P2000-22042)

(22)出願日 平成12年1月31日(2000.1.31)

(71)出願人 000005832

松下電工株式会社

大阪府門真市大字門真1048番地

(72)発明者 栗田 昌典

大阪府門真市大字門真1048番地松下電工株式会社内

(73)発明者 松本 万典

大阪府門真市大字門真1048番地松下電工株式会社内

(74)代理人 100111556

弁理士 安藤 淳二 (外1名)

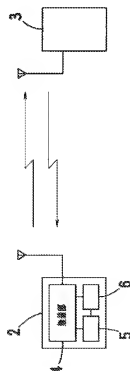
最終頁に続く

(54)【発明の名称】 無線データ通信システム

(57)【要約】

【課題】 データ伝送効率をあまり低下させないで、通信エラーが少なく、かつ、できるだけ速いデータ伝送速度での無線データ通信を行うことができる無線データシステムを提供する。

【解決手段】 実際のデータ通信に先立って、伝送速度を段階的に変化させるテストデータブロックを送信し、その受信データのエラー率を評価することにより、できるだけ高速で、かつ、通信エラーが少ないデータ伝送速度を決定し、決定したデータ伝送速度で実際のデータ通信を行う。ビットエラー率カウンタ部5がビットエラー率をカウントし、このビットエラー率があらかじめ定められた許容値以下であるかどうかをビットエラー率判定部6が判定する。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】送信機と受信機とが電波を用いてデータ通信を行い、前記受信機は、前記送信機から受信した電波から受信データを復調する無線部と、前記受信データのビットエラー率をカウントするビットエラー率カウンタ部と、カウントされたパケットエラー率が許容値以下であるか否かを判定するビットエラー率判定部とを備えている無線データ通信システムにおいて、前記送信機が、実際のデータ通信に先立って、伝送速度を段階的に変化させるテストデータブロックを送信し、前記受信機が、受信したテストデータブロックのエラー率を評価することにより、できるだけ高速で、かつ、通信エラーが少ないデータ伝送速度を最適データ伝送速度として決定し、決定したデータ伝送速度で実際のデータ通信を行うように、前記送信機に通知することを特徴とする無線データ通信システム。

【請求項 2】前記送信機が、実際のデータ通信に先立って、前記テストデータブロックを伝送速度の速いブロックから順番に送出し、

前記受信機は、前記エラー率が許容値以下の値から許容値を超える値に変化したときのブロックの直前のブロックの伝送速度を最適データ伝送速度として決定することを特徴とする請求項 1 記載の無線データ通信システム。

【請求項 3】前記送信機が、実際のデータ通信に先立って、前記テストデータブロックを伝送速度の速いブロックから順番に送出し、

前記受信機は、前記エラー率が許容値を超える値から許容値以下の値に変化したときのブロックの伝送速度を最適データ伝送速度として決定することを特徴とする請求項 1 記載の無線データ通信システム。

【請求項 4】前記受信機が、エラービットとエラービットとの間隔をカウントしてエラー分布を解析するためのエラーパターン解析部と、その解析結果に基づいてパケットエラー率が最小となる最適パケット長を決定するためのパケット長最適化部とを備え、前記パケット長最適化部が決定した最適パケット長が前記受信機から前記送信機に通知されることを特徴とする請求項 1 記載の無線データ通信システム。

【請求項 5】周期的なエラーが検出されたときに、エラー発生区間を送信を停止する間欠期間を設けることを特徴とする請求項 4 記載の無線データ通信システム。

【請求項 6】通信条件や通信環境に応じて、請求項 2～5 のいずれかの通信方法を選択するためのスイッチを設けたことを特徴とする請求項 1 記載の無線データ通信システム。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、データ伝送速度が可変である無線データ通信システムに関し、詳しくは、通信エラーが少ない適切なデータ伝送速度で無線データ

通信を行うための方法に関する。

【0002】

【従来の技術】データ伝送速度が可変である無線データ通信システムにあっては、できるだけ速いデータ伝送速度を得るために、変調データの多値化や多重化を行うことが一般的である。この場合、伝送速度が速くなるほど多値化数や多重化数が増え、その分、他の機器から発生されるノイズの影響を受けやすく、通信エラーが発生しやすくなる。逆に、伝送速度を遅くすれば、他の機器から発生されるノイズに強く、通信エラーが発生しにくくなる。

【0003】従来、できるだけ高速のデータ伝送速度が要求される通信システムでは、最初に最も高速のデータ伝送速度での通信を試み、通信エラーが頻繁に発生する場合はデータ伝送速度を一段階下げて再度通信を試みる。そして、通信エラーが最大許容値以下に下がるまで、データ伝送速度を一段階ずつ下げながら通信を繰り返すことが行われていた。

【0004】

【発明が解決しようとする課題】上記のように、従来の無線データ通信システムでは、実際のデータ通信を実行中に通信エラーが発生してから伝送速度を下げてデータの再送を行うので、ノイズ発生源となる機器が通信経路の近傍にある場合のような劣悪な通信環境下では、通信エラーが頻繁に発生し、その都度データの再送を繰り返すことになる。この結果、データ伝送効率が著しく低下する。

【0005】そこで、本発明は、データ伝送効率をあまり低下させないで、通信エラーが少なく、かつ、できるだけ速いデータ伝送速度での無線データ通信を行うことができる無線データシステムを提供することを目的とする。

【0006】

【課題を解決するための手段】本発明による無線データ通信システムは、送信機と受信機とが電波を用いてデータ通信を行い、前記受信機は、前記送信機から受信した電波から受信データを復調する無線部と、前記受信データのビットエラー率をカウントするビットエラー率カウンタ部と、カウントされたパケットエラー率が許容値以下であるか否かを判定するビットエラー率判定部とを備えている無線データ通信システムであって、前記送信機が、実際のデータ通信に先立って、伝送速度を段階的に変化させるテストデータブロックを送信し、前記受信機が、受信したテストデータブロックのエラー率を評価することにより、できるだけ高速で、かつ、通信エラーが少ないデータ伝送速度を最適データ伝送速度として決定し、決定したデータ伝送速度で実際のデータ通信を行うように、前記送信機に通知することを特徴とする。

【0007】上記のような構成によれば、できるだけ高速で、かつ、通信エラーが少ないデータ伝送速度を実際

のデータ通信に先立って決定することができる。つまり、通信環境に応じた適切な伝送速度が実際のデータ通信の前に設定される。この結果、実際のデータ伝送の途中で伝送速度を再設定したり、データを再送したりする必要がほとんどなくなるので、データ伝送効率が向上する。

【0008】具体的な構成として、第1の構成では、前記送信機が、実際のデータ通信に先立って、前記テストデータブロックを伝送速度の遅いブロックから順番に送出し、前記受信機は、前記エラー率が許容値以下の値から許容値を超える値に変化したときのブロックの直前の

ブロックの伝送速度を最適データ伝送速度として決定する。

【0009】第2の構成では、前記送信機が、実際のデータ通信に先立って、前記テストデータブロックを伝送速度の遅いブロックから順番に送出し、前記受信機は、前記エラー率が許容値を超える値から許容値以下の値に変化したときのブロックの伝送速度を最適データ伝送速度として決定する。

【0010】また、前記受信機が、エラービットとエラービットとの間隔をカウントしてエラー分布を解析するためのエラーパターン解析部と、その解析結果に基づいてパケットエラー率が最小となる最適パケット長を決定するためのパケット長最適化部とを備え、前記パケット長最適化部を決定した最適パケット長が前記受信機から前記送信機に通知されることが好ましい。このようにして、パケット通信を行う無線データ通信システムにおいて、実際のデータ通信に先立って最適パケット長を設定することができ、パケットエラー率を最小に抑え、再送処理の発生を少なくしてデータ伝送効

率を向上することができる。

【0011】更に、周期的なエラーが検出されたときに、エラー発生区間で送信を停止する間欠期間を設けることが好ましい。例えば、電子レンジ（高周波加熱調理器）のように周期的なノイズを発生する機器が近くに存在する通信環境下において、例えば5msec間又は10msec間の間欠期間をもうけることにより、そのようなノイズによる通信障害を抑え、データ伝送効率を向上することができる。

【0012】また、通信条件や通信環境に応じて、上記のような複数の通信方法のうちのいずれか一つを選択するためのスイッチを設けることが好ましい。このようなスイッチは、通常は通信システムの設置後、電源投入時に一度操作すればよい。これにより、設置場所に固有の通信環境や通信条件に個別に対応することが容易になる。あるいは、実際のデータ通信を実行中にビットエラー率が許容値を超えたときに自動的にスイッチを切り換えるようにしてもよいし、手動でスイッチを切り換えてもよい。これにより、無線データ通信に際して発生する妨害波のような一時的な通信環境の悪化に対応すること

ができる。

【0013】

【発明の実施形態】以下、図面を参照しながら本発明の実施形態を説明する。

【0014】図1は、本発明の第1実施形態に係る無線データ通信システムを示すブロック図である。この無線データ通信システムでは受信機2と送信機3とが電波を用いた無線データ通信を行う。なお、説明上、受信機2と送信機3とを区別しているが、通常は受信機能と送信機能を兼ね備えた複数の端末が双方向のデータ伝送を行う。

【0015】図1に示すように、受信機2は無線部4、ビットエラー率カウンタ部5、及びビットエラー率判定部6を有する。送信機3から送信すべき情報によってディジタル変調された電波が発せられ、これが受信機2によって受信される。受信された電波は無線部4で復調され、ビットエラー率カウンタ部5でビットエラー率をカウントされ、このビットエラー率があらかじめ定めた許容値以下であるか否かをビットエラー率判定部6が判定する。

【0016】図2は、本実施形態で用いられるテストデータブロックを示している。テストデータブロック20は、異なる伝送速度を有する複数のブロック20a、20b、20c、20dからなる。ブロック20a～20dの伝送速度は、それぞれ1Mbps、2Mbps、3Mbps、4Mbpsである。

【0017】本実施形態では、実際のデータ通信に先立って、送信機3は上記のテストデータブロック20を伝送速度の遅いブロック20aから順番に送出する。一般に、データ伝送速度が遅いほどビットエラー（通信エラー）が発生しやすいため、よりよい通信環境が要求される。上述のように、受信機2で受信された電波は無線部4で変調され、ビットエラー率カウンタ部5でビットエラー率がカウントされ、このビットエラー率が許容値以下であるかどうかをビットエラー率判定部6が判定する。ビットエラー率が許容値以下であれば、そのブロックの通信速度で実際のデータ通信を行うことができると判断される。

【0018】テストデータブロック20のブロックが変わり、伝送速度が速くなると、やがてビットエラー率が許容値を超えたことがビットエラー率判定部6によって判定される。このとき、そのブロックの通信速度で実際のデータ通信を行うことはできないと判断されるので、それより遅い一つ前のブロックの伝送速度で実際のデータ通信を行うように、受信機2から送信機3へ知らせる。

【0019】このように、実際のデータ通信の前に、伝送速度を段階的に変化させるテストデータブロックを送信してビットエラー率を評価することにより、できるだけ高速で、かつ、通信エラーが少ないデータ伝送速度を

決定し、決定したデータ伝送速度で実際のデータ通信を行う。したがって、通信環境に応じた適切な伝送速度が実際のデータ通信の前に設定される。この結果、実際のデータ伝送の途中で伝送速度を再設定したり、データを再送したりする必要がほとんどなくなるので、データ伝送効率が向上する。

【0020】上記の実施形態の変形例として、実際のデータ通信に先立って送信機3がテストデータブロック20を送出する際に、伝送速度の遅いブロック20aからではなく、伝送速度の速いブロック20dから順番に送出するようにしてもよい。この場合、はじめのうちは、受信機2のビットエラー率判定部8が判定するビットエラー率が許容値を超えているが、伝送速度の速いブロックに段階的に切り換えて行く過程で、ビットエラー率が許容値以下になる。このときのブロックの通信速度で実際のデータ通信を行うことが可能であると判断し、その通信速度が受信機2から送信機3へ報知される。

【0021】図3は、本発明の第2実施形態に係る無線データ通信システムの受信機を示すブロック図である。図1に示した構成と同じ機能を有する構成要素には同じ番号を付している。

【0022】この実施形態では、特にパケット通信を行う無線データ通信に関して、エラー分布（エラービットの分布）の周期性を解析するためのエラーパターン解析部31と、解析したエラー分布の周期性に基づいてパケットエラー率が最小となるようにパケット長を設定するパケット長最適化部32とを受信機2に設けている。

【0023】図4は、エラーパターン解析部31とパケット長最適化部32の動作を説明するための図である。エラーパターン解析部31は、エラービット41とエラービット41との間隔（エラー間隔）をカウントする。パケット長最適化部32は、カウントされた複数のエラー間隔のうち、最も短いものを最適のパケット長とする。例えば図4に示すように、エラー間隔Aがエラー間隔Bより短い場合は、エラー間隔Aが最適のパケット長として洗濯される。

【0024】この最適のパケット長は受信機2から送信機3に通知され、このパケット長で送信機3から受信機2へのパケット通信が行われる。これにより、パケットエラー率が向上する。

【0025】また、所定間隔より短い間隔でエラービットがある場合は、パケット長を変えることによるパケットエラー率の向上は困難であり、この場合はパケット長を初期値に戻すように受信機2から送信機3に通知される。

【0026】上記のような構成によりパケットエラー率を最小に抑えることができ、その結果、再送処理の発生が少なくなるので、データ伝送効率が向上する。

【0027】図5は、電子レンジ（高周波加熱調理器）からの放射雑音（ノイズ）を示している。例えば、商用

電源の周波数が50Hzの領域では、10msecまたは20msec周期でノイズが放射される。このような電子レンジからの放射ノイズにより、通信エラーが引き起こされる場合は明らかな周期性があるので、それと分かる。この場合は、通信エラーが周期的に発生しやすい区間で5msec又は10msec間の送信停止期間（周期的な閑欠期間）を設けることにより、電子レンジからの放射ノイズによる影響を少なくし、データ伝送効率を向上することができる。

【0028】通信条件や通信環境に応じて、上述の複数の通信方法のいずれかを選択するためのスイッチを設けてもよい。第1の選択肢では、実際のデータ通信に先立って、テストデータブロックを伝送速度の速いブロックから順番に送出し、段階的に伝送速度を上げながら、ビットエラー率が許容値を超えるブロックの直前の伝送速度を最適速度として求める。第2の選択肢では、実際のデータ通信に先立って、テストデータブロックを伝送速度の速いブロックから順番に送出し、段階的に伝送速度を上げながら、ビットエラー率が許容値以下になるブロックの伝送速度を最適速度として求める。

【0029】第3の選択肢では、パケット通信を行う場合の最適パケット長を、エラービット間隔の最も短い値に設定する。第4の選択肢では、通信エラーが周期的に発生しやすい区間で5msec又は10msec間の送信停止期間（周期的な閑欠期間）を設ける。

【0030】上記のような選択肢の一つを選択するスイッチは、通信システムの設置後、電源投入時に一度操作すればよい。このようにして、設置場所に固有の通信環境や通信条件に個別に対応することが容易になる。あるいは、実際のデータ通信を実行中にビットエラー率が許容値を超えたときに自動的に設定モードが切り替わるようにしてもよいし、手動で切り換えるようにしてもよい。これにより、無線データ通信に際して発生する妨害波のような一時的な通信環境の悪化に対応することができる。

【0031】以上、本発明の実施形態について変形例を含めながら説明したが、本発明は、上記の実施形態及び変形例に限らず、種々の形態で実施することができる。

【0032】【発明の効果】以上に説明したように、本発明の無線データ通信システムによれば、実際のデータ通信に先立って、伝送速度を段階的に変化させるテストデータブロックを送信し、その受信データのエラー率を評価することにより、できるだけ高速で、かつ、通信エラーが少ないデータ伝送速度を決定し、決定したデータ伝送速度で実際のデータ通信を行うので、通信環境及び通信条件に応じた効率の良い無線データ通信を行うことができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1実施形態に係る無線データ通信システムを示すブロック図である。

【図2】実際のデータ通信の前に送信されるテストデータブロックを示す図である。

【図3】本発明の第2実施形態に係る無線データ通信システムの受信機を示すブロック図である。

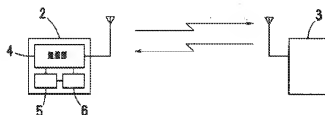
【図4】エラーパターン解析部とパケット長最適化部の動作を説明するための図である。

【図5】電子レンジ（高周波加熱調理器）からの放射雑音（ノイズ）を示す図である。

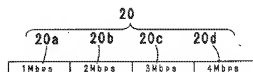
【符号の説明】

- * 2 受信機
- 3 送信機
- 4 無線部
- 5 ビットエラー率カウンタ部
- 6 ビットエラー率判定部
- 20 テストデータブロック
- 31 エラーパターン解析部
- 32 パケット長最適化部
- * 41 エラービット

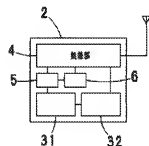
【図1】



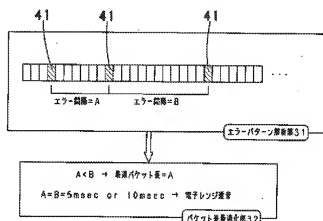
【図2】



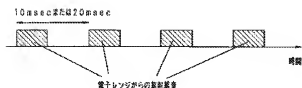
【図3】



【図4】



【図5】



【手続補正書】

【提出日】平成12年4月3日(2000.4.3)

【手続補正1】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】請求項1

【補正方法】変更

【補正内容】

【請求項1】送信機と受信機とが電波を用いてデータ通信を行い、前記受信機は、前記送信機から受信した電波から受信データを復調する無線部と、前記受信データのビットエラー率をカウントするビットエラー率カウンタ部と、カウントされたビットエラー率が許容値以下であるか否かを判定するビットエラー率判定部とを備えている無線データ通信システムにおいて、

前記送信機が、実際のデータ通信に先立って、伝送速度を段階的に変化させるテストデータブロックを送信し、前記受信機が、受信したテストデータブロックのエラー率を評価することにより、できるだけ高速で、かつ、通信エラーが少ないデータ伝送速度を最適データ伝送速度として決定し、決定したデータ伝送速度で実際のデータ通信を行うように、前記送信機に通知することとを特徴とする無線データ通信システム。

*【手続補正2】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0006

【補正方法】変更

【補正内容】

【0006】

【課題を解決するための手段】本発明による無線データ通信システムは、送信機と受信機とが電波を用いてデータ通信を行い、前記受信機は、前記送信機から受信した電波から受信データを復調する無線部と、前記受信データのビットエラー率をカウントするビットエラー率カウンタ部と、カウントされたビットエラー率が許容値以下であるか否かを判定するビットエラー率判定部とを備えている無線データ通信システムであって、前記送信機が、実際のデータ通信に先立って、伝送速度を段階的に変化させるテストデータブロックを送信し、前記受信機が、受信したテストデータブロックのエラー率を評価することにより、できるだけ高速で、かつ、通信エラーが少ないデータ伝送速度を最適データ伝送速度として決定し、決定したデータ伝送速度で実際のデータ通信を行うように、前記送信機に通知することとを特徴とする。

フロントページの続き

(72)発明者 新居 隆之
大阪府門真市大字門真1048番地松下電工株式会社内

Fターム(参考) 5K014 AA01 EA08 FA12 GA02
5K019 AC09 BA45 BB31 CC14 CC16
CD05
5K034 EF03 EE11 HH01 HH02 HH06
HH63 MM08
5K067 AA01 BB21 DD47 EE32 HH25

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2001-231074

(43)Date of publication of application : 24.08.2001

(51)Int.Cl.

H04Q 7/36

(21)Application number : 2000-387260

(71)Applicant : NORTEL NETWORKS LTD

(22)Date of filing : 15.06.1994

(72)Inventor : FALK SARA MOHAMMAD

(30)Priority

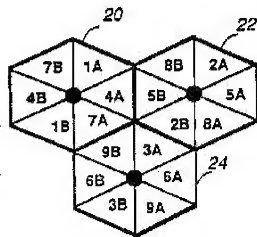
Priority number : 1993 089083 Priority date : 08.07.1993 Priority country : US

(54) BASE STATION FOR CELLULAR NETWORK

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a base station for a 60-degree sector transmission sector reception cellular network having N=3 frequency assignment where operating channel frequencies are grouped into eighteen frequency groups.

SOLUTION: A cell position for the N=3 frequency assignment for the 60-degree sector transmission sector reception(STSR) is decided by grouping operating channels into eighteen frequency groups. The frequency is assigned according to an odd/even number circulating distribution of channels, three channels are separated between sectors in each cell and eight channels are separated among cells. Thus, the sectors can sufficiently be separated and the adjacent channel C/I performance can be enhanced over the entire network. The N=3 frequency assignment method can increase the channel capacity by about 38% for the AMPS and about 114% for the TDMA-3.



(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号
特開2001-231074
(P2001-231074A)

(43) 公開日 平成13年8月24日 (2001.8.24)

(51) Int.Cl.⁷

H 0 4 Q 7/36

識別記号

F I

H 0 4 B 7/26

アコード^{*} (参考)

1 0 5 A

1 0 5 D

審査請求 未請求 請求項の数 2 O L (全 7 頁)

(21) 出願番号 特願2000-387260 (P2000-387260)

(62) 分割の表示 特願平7-503724の分割

(22) 出願日 平成6年6月15日 (1994.6.15)

(31) 優先権主張番号 0 8 / 0 8 9 , 0 8 3

(32) 優先日 平成5年7月8日 (1993.7.8)

(33) 優先権主張国 米国 (U S)

(71) 出願人 390023157

ノーテル・ネットワークス・リミテッド
N O T E L N E T W O R K S L I M
I T E Dカナダ国 エッチ・2・ワイ 3・ワイ・
4 ケベック州 モントリオール セン
ト アントワーズ ストリート ウェスト
380 ワールド トレード センター
オブ モントリオール エイスフロアー

(74) 代理人 100094318

弁理士 山田 行一 (外1名)

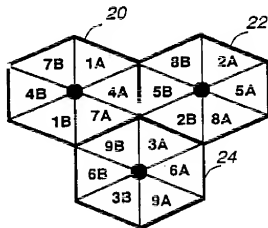
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 セルラネットワークのための基地局

(57) 【要約】

【課題】 セルラネットワークのための基地局を提供する。

【解決手段】 60度セクタ送信セクタ受信 (STS R) のための N=3 周波数割り当てのセル位置は、使用チャネルを 18 の周波数グループに分けることによって決定される。周波数割り当てはチャネルの奇数偶数循環分布に従って行い、各セル内のセクタ間で 3 チャネルの分離を行い、セル間で 8 チャネルの分離を行う。これにより、セクタ間で十分な分離ができ、ネットワーク全体において隣接チャネル C/I 性能を向上させることができる。N=3 周波数割り当ては AMPS において約 38 %、TDMA-3 において約 11.4 % チャネル容量を増大できる。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 使用チャネル周波数が18の周波数グループに分けられる $N=3$ 周波数割り当てを有する60度セクタ送信セクタ受信セルラネットワークのための基地局であって、

使用チャネル周波数の第1のサブセットのための第1の複数の送信機と、

第1の複数の送信機の出力を組み合わせる第1のコンバイナと、

組み合わせられた出力を第1の送信／受信アンテナに送信用として供給する第1のデュプレクサと、

使用チャネル周波数の第2のサブセットのための第2の複数の送信機と、

第2の複数の送信機の出力を組み合わせる第2のコンバイナと、

組み合わせられた出力を第2のコンバイナから第2の送信／受信アンテナに送信用として供給する第2のデュプレクサと、

第1のデュプレクサに接続され、第1のアンテナから信号を受ける第1の受信マルチカップラと、

第2のデュプレクサに接続され、第2のアンテナから信号を受ける第2の受信マルチカップラと、

第1の受信マルチカップラと主受信機との間に接続された主スプリッタと、第2の受信マルチカップラと副受信機との間に接続された副スプリッタとを有する第1の受信機と、

第2の受信マルチカップラと主受信機との間に接続された主スプリッタと、第1の受信マルチカップラと副受信機との間に接続された副スプリッタとを有する第2の受信機と、を備えるセルラネットワークのための基地局。

【請求項2】 請求項1記載の基地局において、使用チャネル周波数の第1のサブセットは、周波数グループの全奇数チャネルを含み、使用チャネル周波数の第2のサブセットは、周波数グループの全偶数チャネルを含み、そこで1つのアンテナで送信する場合と比べてチャネル分離は2倍になることを特徴するセルラネットワークのための基地局。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、セルラネットワークのための基地局に関するものである。

【0002】

【従来の技術】背景技術周波数割り当ては、スペクトルを最大限に活用する方法で、チャネル容量を増大し、干渉を減少するものである。周波数割り当てにはチャネルの番号付け、チャネルをサブセットに分類すること、セル割当ておよびチャネル割り当てが含まれる。周波数割り当ての第1の目的は十分なチャネル分離を確実にとることによって、チャネル間のエネルギー漏れを防ぎ、隣接チャネル干渉を最小限に押さえることである。さら

に、十分な反復距離を与えることによって、同一チャネル干渉が確実に許容されるようにし、かつチャネル容量を大きく保つことを目的としている。

【0003】

【発明が解決しようとする課題】こうした問題を解決するためにNAMP S（狭帯域新型移動電話システム）やTDMA（時分割多重アクセス）のような新しい技術を利用することができるが、セルラネットワークの容量をさらに増加させるためにはそれ以上の技術が必要である。

【0004】本発明の目的は、このような要求を鑑みてなされたものであり、セルラネットワークのための基地局を提供することである。

【0005】

【課題を解決するための手段】本発明によれば、使用チャネル周波数が18の周波数グループに分けられる $N=3$ 周波数割り当てを有する60度セクタ送信セクタ受信セルラネットワークのための基地局において、使用チャネル周波数の第1のサブセットのための第1の複数の送信機と；第1の複数の送信機の出力を組み合わせる第1のコンバイナと；組み合わせられた出力を第1の送信／受信アンテナに送信用として供給する第1のデュプレクサと；使用チャネル周波数の第2のサブセットのための第2の複数の送信機と；第2の複数の送信機の出力を組み合わせる第2のコンバイナと；組み合わせられた出力を第2のコンバイナから第2の送信／受信アンテナに送信用として供給する第2のデュプレクサと；第1のデュプレクサに接続され、第1のアンテナから信号を受ける第1の受信マルチカップラと；第2のデュプレクサに接続され、第2のアンテナから信号を受ける第2の受信マルチカップラと；第1の受信マルチカップラと主受信機との間に接続された主スプリッタと第2の受信マルチカップラと副受信機との間に接続された副スプリッタとを有する第1の受信機と；第2の受信マルチカップラと主受信機との間に接続された主スプリッタと第2の受信マルチカップラと副受信機との間に接続された副スプリッタとを有する第2の受信機とから構成される。

【0006】本発明による18の周波数グループに基づく $N=3$ 周波数割り当てにはいくつかの利点がある。チャネルの奇数／偶数循環分布に基づく周波数割り当てによって、セクタ間のチャネルの分離を十分に取り、ネットワーク全体において隣接チャネルのC/I性能を高めることが保証できる。チャネル容量はAMP Sにおいて約38%、TDMA-3において約11.4%増大する。

【0007】また、本発明によれば、改良されたセルラネットワークの周波数割り当てが提供され、また、 $N=3$ 周波数割り当ての60度セクタ送信セクタ受信セルラネットワークが提供される。そこでは、一般的に、第1の三角形の3セルクラスを形成し；第1の3セルクラスの各セルを6つのセクタに分割し；各セルに対し

て、各セクタに1つの周波数グループを割り当てることによって、各セル内の各セクタ間に3つのチャネル周波数の分離を置き、全ての隣接セル間に少なくとも7つのチャネル周波数の分離を置くステップを備える。

【0008】加えて、本発明では、一般的に、第2の三角セルクラスタを形成することによってセルネットワーク内のセルを増大させ、第2の3セルクラスタの各セルを6つのセクタに分け、第1の3セルクラスタの順に第2の3セルクラスタの各セルの各セクタに1つの周波数グループを割り当てる、更なるステップを備えることができる。

【0009】さらに、本発明には、以下のような様々な実施の形態がある。使用周波数グループは、1A、2A、3A、4A、5A、6A、7A、8A、9A、1B、2B、3B、4B、5B、6B、7B、8B、9Bにラベル分けされるようにしてもよい。

【0010】このようにラベル分けされる場合に、各セル内の各セクタに1つの周波数グループを割り当てるステップは、奇数偶数順に割り当てるようにしてもよい。この割り当てにおいては、第1の3セルクラスタ中の第1のセルに対して一つの周波数グループを各セクタに割り当てる順序は、1A、4A、7A、1B、4B、7Bであるようにしてもよい。また、第1の3セルクラスタ中の第2のセルに対して一つの周波数グループを各セクタに割り当てる順序は、2A、5A、8A、2B、5B、8Bであるようにしてもよい。さらに、第1の3セルクラスタ中の第3のセルに対して一つの周波数グループを各セクタに割り当てる順序は、3A、6A、9A、3B、6B、9Bであるようにしてもよい。

【0011】上記のようにラベル分けされる場合に、周波数グループ4Aが割り当てられる第1の3セルクラスタ中の第1のセルのセクタは、周波数グループ5Bが割り当てられる第1の3セルクラスタ中の第2のセルのセクタに隣接するようにしてもよい。また、周波数グループ2Bが割り当てられる第1の3セルクラスタ中の第2のセルのセクタは、周波数グループ3Aが割り当てられる第1の3セルクラスタ中の第3のセルのセクタに隣接するようにしてもよい。さらに、周波数グループ9Bが割り当てられる第1の3セルクラスタ中の第3のセルのセクタは、周波数グループ7Aが割り当てられる第1の3セルクラスタ中の第1のセルのセクタに隣接するようにしてもよい。

【0012】上記のような更なるステップを備える場合には、周波数グループは、1A、2A、3A、4A、5A、6A、7A、8A、9A、1B、2B、3B、4B、5B、6B、7B、8B、9Bと称されるようにしてもよい。

【0013】このように称される場合、各セル内の各セクタに一つの周波数グループを割り当てるステップは、奇数偶数順に割り当てるようにしてもよい。周波数グル

ープ4Aが割り当てられる第2の3セルクラスタ中の第1のセルのセクタは、周波数グループ5Bが割り当てられる第2の3セルクラスタ中の第2のセルのセクタに隣接する。また、周波数グループ2Bが割り当てられる第2の3セルクラスタ中の第2のセルのセクタは、周波数グループ3Aが割り当てられる第2の3セルクラスタ中の第3のセルのセクタに隣接するようにしてもよい。さらに、周波数グループ9Bが割り当てられる第2の3セルクラスタ中の第3のセルのセクタは、周波数グループ7Aが割り当てられる第2の3セルクラスタ中の第1のセルのセクタに隣接するようにしてもよい。

【0014】奇数偶数順に割り当ての場合では、第2の3セルクラスタ中の第1のセルに対して一つの周波数グループを各セクタに割り当てる順序は、1A、4A、7A、1B、4B、7Bであるようにしてもよい。また、第2の3セルクラスタ中の第2のセルに対して一つの周波数グループを各セクタに割り当てる順序は、2A、5A、8A、2B、5B、8Bであるようにしてもよい。さらに、第2の3セルクラスタ中の第3のセルに対して一つの周波数グループを各セクタに割り当てる順序は、3A、6A、9A、3B、6B、9Bであるようにしてもよい。

【0015】

【発明の実施の形態】現在継続中の特許出願第07/957,953号、すなわち同一発明者により1992年10月8日に出願された「セルラ通信システムのための非干渉周波数割り当て」は参考文献として本文で参照されている。

【0016】類似の部分には各国を通じて類似符号を用いる。

実施の形態

図1は従来の24のセクタを有する4セルセクタパターンを示す図である。各4セルクラスタ10はセル12、14、16、および18から成り、各セルはそれぞれ6つのセクタA1～A6、B1～B6、C1～C6、D1～D6に分割される。この4セルクラスタに用いられる番号割り当ては、N=4、60度TSR割り当てとして知られている。N=4、60度TSR割り当てでは使用チャネルを24の周波数グループに分け、セクタごとに1つのグループを割り当てる。

【0017】制御チャネル割り当ては21の制御チャネルを21のセクタに振り分ける。なお、3つの制御チャネルは残りの3つの周波数グループで再利用される。一方、3つの音声チャネルが容量を犠牲にして制御チャネルとして使用される。この割り当てにおけるチャネル容量/セクタは333/24(約13)に限定される。

【0018】図2は、本発明の一実施の形態によるN=3周波数割り当てを示す図である。N=3周波数割り当てでは使用チャネルを18の周波数グループに分ける。N=3周波数割り当ては非航大スペクトルにおいて各グル

ープごとに333/18(約18)チャネルを、拡大スペクトルにおいて各グループごとに416/18(約23)チャネルを与える。

【0019】図3は、図2のN=3周波数割り当てのセルクラスタを示す図である。一般的に、三角形の3つのセルクラスタはセル20、22および24から成り、各セルは6つのセクタから成り、各クラスタは合計18のセクタから構成される。チャネルの分布はチャネルの奇数/偶数循環分布に基づいて行われ、これによりネットワーク全体においてセクタ間のチャネル分離を十分に引き、隣接チャネルC/I性能の向上を確実にできる。図2に示すように、各セクタごとに1つの周波数グループを割り当て、一つのセルは合計6×23=138チャネルから構成されることになる。すなわち、セル20は周波数グループ1A、4A、7A、1B、4B、7Bを有し、セル22は周波数グループ2A、5A、8A、2B、5B、8Bを有し、セル24は周波数グループ3A、6A、9A、3B、6B、9Bを有する。これは、図1に示されるN=4周波数割り当てと比べると、チャネルが38%増大する。TDMA-3を用いると、容量はさらに3倍に増大する。

【0020】N=3、60度STS(セクタ送信セクタ受信)番号割り当てのための増大割り当ては図4に示される3つのグループ内のセルを繰り返すことによって行われる。

【0021】コンバイナは(典型的には)4つのグループ内に並列に接続された帯域フィルタである。その結果、有効放射電力(ERP)は選択および反射ロスのために減少する。数チャネルを組み合わせると同時に、相互変調も発生する。この問題を解決するため、周波数グループにより広いチャネル分離を与える。典型的には、2.1以上のチャネル分離が必要である。この問題を軽減するために高選択度のコンバイナを用いることができるが、このシステムの機能をさらに向上させるには、より高度の技術が必要である。

【0022】図5は上記の問題を緩和する本発明の周波数割り当てで使われる基地局を示すブロック図である。基地局は2つのアンテナ、それぞれ主アンテナ34およびダイバーシティアンテナ36用の2つの多重チャネル送信機30および32を有する。周波数グループ内の「奇数」チャネル用多重チャネル送信機30は、主アンテナ34に結合される。周波数グループ内の「偶数」チャネル用多重チャネル送信機32はダイバーシティアンテナ36に結合される。多重チャネル送信機30は9チャネルコンバイナ38およびデュプレクサ40を介して

主アンテナ34に結合される。多重チャネル送信機32は9チャネルコンバイナ42およびデュプレクサ44を介してダイバーシティアンテナ36に結合される。受信機側では、デュプレクサ40は受信マルチチャプラ(RMC)46に接続され、この受信マルチチャプラ46は1:9スプリット48および50、主受信機52およびダイバーシティ受信機54にそれぞれ接続される。同様に、デュプレクサ44は受信マルチチャプラ(RMC)56に接続され、この受信マルチチャプラ56は1:9スプリット58および60、ダイバーシティ受信器62および主受信器64にそれぞれ接続される。

【0023】以下にその動作を説明する。周波数グループ中の使用チャネルは2つのサブグループである奇数グループおよび偶数グループに分けられる。各周波数グループにおいて、奇数グループは図2に示すように列1、列3、列5、...を組み合わせることによって構成される。一方、偶数グループは図2に示すように列2、列4、列6を組み合わせることによって構成される。従って、図5に示す本発明のN=3周波数割り当ての基地局を用いるとき、コンバイナによって示される効果的なチャネル分離は $18 \times 2 \times 30 \text{ KHz} = 1080 \text{ KHz}$ であり、この間隔は全ての実際の目的にかなったものである。組み合わせられた信号は分離アンテナを介して送信される。ダイバーシティ信号は図4に示すような共通の装置で受信される。この構成においては、これ以外のアンテナは不要である。ダイバーシティアンテナを送信、受信の両方に用いることによって、チャネル分離は、主アンテナのみを介して送信する場合の2倍になる。

【0024】図6は、図2のN=3周波数割り当ての同一チャネル干渉評価を示す図である。N=3、60STS(セクタ受信)割り当てはセルを6つのセクタに分け、各セクタにおいて下方傾斜した指向性アンテナが用いられている。従って、アンテナ構成およびその指向性がC/I性能を決定する上で重要な役割を果たす。上述の参考文献である継続中の出願において、セクタ化された位置では下方傾斜した指向性アンテナを用いることによって、サービス基地局においては可視伝搬回線が、隣接基地局においては不可視伝搬回線が生じることが述べられている。可視伝搬回線は2乗減衰に非常に近似し、不可視伝搬は4乗減衰に近似するため、アンテナ指向性は、異なる伝搬率によるのと同様にアンテナ方位によって、C/I性能を向上させる。これらの仮定によって、C/I予測は方程式1のように表される。

【0025】

【数式】

$$C/I = 10 \log \left[\frac{1}{2} \left(\frac{\Phi_e}{\Phi_i} \right) \left(\frac{d^{-\alpha_i}}{\sum d_i^{-\alpha_i}} \right) \right] \quad (1)$$

【0026】ここで、 $i=1, 2$ (2つの距離は3, 7, 7, R, 図6参照)、Rはセルの半径、 d_1 は干渉者距離、 d_2 はキャリア距離、 Φ_c/Φ_1 はアンテナ指向性率、 μ_1 は可視減衰率、 μ_2 は他の位置からの不可視減衰率であり、なお、 $\mu_2 > \mu_1$ である。

【0027】したがって、図6において、周波数反復距離3, 7および伝播率 $\mu_1=2$ 、 $\mu_2=4$ とした場合、アンテナ指向性の機能としての同一チャネル干渉(C/I)は以下のように評価される：

$$\begin{aligned} C/I &= 20 \text{ dB } \Phi_c/\Phi_1 = 0 \text{ dB} \\ &= 23 \text{ dB } \Phi_c/\Phi_1 = 3 \text{ dB} \\ &= 26 \text{ dB } \Phi_c/\Phi_1 = 6 \text{ dB} \\ &= 29 \text{ dB } \Phi_c/\Phi_1 = 9 \text{ dB} \end{aligned}$$

この性能は前後比の大きな高利得アンテナを用いることによってさらに向上させることができる。

【0028】周波数割り当てによって、チャネル容量が増大しC/I性能が向上することのほかにも、現存のN=4割り当てから60STS R割り当てへの変換が容易に行われるようであればならない。

【0029】既に述べたように、図1においてN=4、60度STS R割り当てでは、使用チャネルを24の周波数グループに分け、各セクタごとに1つのグループを割り当てる。制御チャネル割り当てでは、21の制御チャネルを21のセクタに振り分ける。ここで、3つの制御チャネルは残りの3つの周波数グループで再利用される。一方、3つの音声チャネルが容量を犠牲にして制御チャネルとして用いられる。図7aはN=4セルクラスターを示す図であり、すべてのチャネルは24のセクタに均一に振り分けられている。この割り当てにおけるチャネル容量/セクタは、N=3割り当て(非拡大スペクトル)中の18に比べて333/24(約13)に、N=3割り当て(拡大スペクトル)中の23に比べて416/24(約17)に限定される。

【0030】図7aに示すN=4、60度STS Rセルは、3セルクラスターを形成し、前述の奇数/偶数循環分布表に従ってチャネルを割り当てることによって、図7bに示すN=3、60度STS Rセルに変換できる。元のN=4クラスターの第4セルは、隣接するN=3セルクラスターを形成するために再び割り当てられる。

【0031】本発明の18の周波数グループによるN=

3周波数割り当てにはいくつかの利点がある。チャネルの奇数/偶数循環分布に基づく周波数割り当てによって、セクタ間のチャネルの隔離が十分に行われ、ネットワーク全体において隣接チャネルC/I性能の向上が保証される。チャネル容量はAMP Sにおいては約38%、TDMA-3においては約114%増大する。

【0032】請求の範囲で定義される本発明の範囲を越えずに、前述の発明の各実施の形態に対して多くの変形や応用をなすことが可能である。

【0033】

【発明の効果】以上説明したように、本発明によれば、使用チャネル周波数が18の周波数グループに分けられるN=3周波数割り当てを有する60度セクタ送信セクタ受信セルラネットワークのための基地局が提供された。

【図面の簡単な説明】

【図1】図1は、24のセクタを有する従来の4セクタパターンを示す図である。

【図2】図2は、本発明の一実施の形態によるN=3周波数割り当てを示す図である。

【図3】図3は、図2のN=3周波数割り当てのセルクラスターを示す図である。

【図4】図4は、図2のN=3周波数割り当てのセル増大割り当てを示す図である。

【図5】図5は、本発明の一実施の形態による基地局を示すブロック図である。

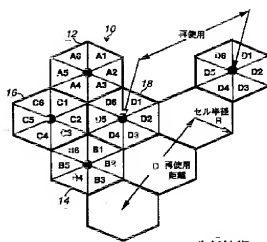
【図6】図6は、図2のN=3周波数割り当ての同一チャネル干渉評価を示す図である。

【図7】図7aおよび図7bは、それぞれN=4セルクラスターとN=3セルクラスターを示す図であり、N=4からN=3への変換を示す図面である。

【符号の説明】

20, 22, 24...セル、34...主アンテナ、36...ダイバーシティアンテナ、30, 32...多重チャネル送信機、38, 42...9チャネルコンバイナ、40, 44...デュプレクサ、46...受信マルチカプラー、48, 50, 58, 60...1:9スプリッタ、52...主受信機、56...受信マルチカプラー、62...ダイバーシティ受信器、64...主受信器。

【図1】

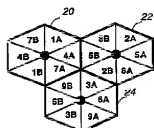


先行技術

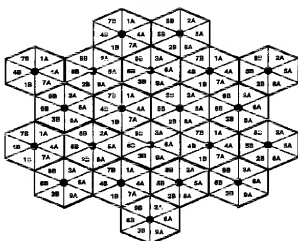
【図2】

1A	2A	3A	4A	5A	6A	7A	8A	9A	1d	2B	3B	4B	5B	6B	7B	8B	9B
334	335	336	337	338	339	340	341	342	343	344	345	346	347	348	349	350	351
352	353	354															
356	358	357	356	355	353	351	349	347	345	343	341	339	337	335	333	331	329
370	374	373	376	377	378	379	380	381	382	383	384	385	386	387	388	389	390
391	392	393	394	395	396	397	398	399	400	401	402	403	404	405	406	407	408
409	410	411	412	413	414	415	416	417	418	419	420	421	422	423	424	425	426
427	428	429	430	431	432	433	434	435	436	437	438	439	440	441	442	443	444
445	446	447	448	449	450	451	452	453	454	455	456	457	458	459	460	461	462
463	464	465	466	467	468	469	470	471	472	473	474	475	476	477	478	479	480
481	482	483	484	485	486	487	488	489	490	491	492	493	494	495	496	497	498
499	500	501	502	503	504	505	506	507	508	509	510	511	512	513	514	515	516
517	518	519	520	521	522	523	524	525	526	527	528	529	530	531	532	533	534
535	536	537	538	539	540	541	542	543	544	545	546	547	548	549	550	551	552
553	551	553	554	555	556	557	558	559	560	561	562	563	564	565	566	567	568
570	571	572	573	574	575	576	577	578	579	580	581	582	583	584	585	586	587
589	590	591	592	593	594	595	596	597	598	599	600	601	602	603	604	605	606
607	608	609	610	611	612	613	614	615	616	617	618	619	620	621	622	623	624
625	626	627	628	629	630	631	632	633	634	635	636	637	638	639	640	641	642
643	644	645	646	647	648	649	650	651	652	653	654	655	656	657	658	659	660
661	662	663	664	665	666												
717	718	719	720	721	722	723	724	725	726	727	728	729	730	731	732	733	734
735	736	737	738	739	740	741	742	743	744	745	746	747	748	749	750	751	752
753	754	755	756	757	758	759	760	761	762	763	764	765	766	767	768	769	770
771	772	773	774	775	776	777	778	779	780	781	782	783	784	785	786	787	788
789	790	791	792	793	794	795	796	797	798	799							

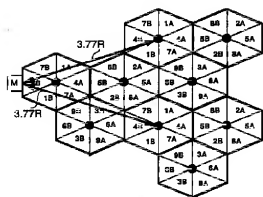
【図3】



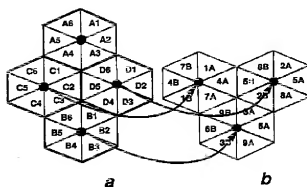
【図4】



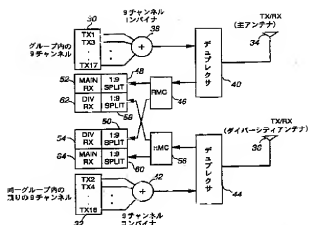
【図6】



【図7】



【図5】



フロントページの続き

(72)発明者 ファルク・サラ・モハメド
カナダ国、エルゼット 3 ティー 3、
オンタリオ、ブランプトン、ドナ
ドライブ 4

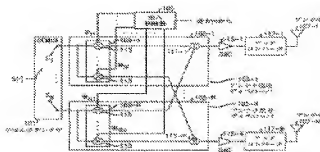
METHOD AND DEVICE FOR TRANSMITTING SIGNAL IN COMMUNICATION SYSTEM AND TRANSMITTER AND RECEIVER USED IN MIMO SYSTEM

Patent number: JP2001237751 (A)
Publication date: 2001-08-31
Inventor(s): FOSCHINI GERARD JOSEPH; LOZANO ANGEL; RASHID-FARROKHI FARROKH; VALENZUELA REINALDO A +
Applicant(s): LUCENT TECHNOLOGIES INC +
Classification:
- international: H04B1/04; H04B1/10; H04B1/18; H04B7/06; H04B7/08; H04J3/00; H04B1/04; H04B1/10; H04B1/18; H04B7/04; H04B7/08; H04J3/00; (IPC1-7): H04B1/04; H04B1/10; H04B1/18; H04B7/06; H04B7/08; H04J3/00
- european: H04B7/06C1F1C; H04B7/06C1F1W
Application number: JP20010003612 20010111
Priority number(s): US20000482429 20000113

Abstract of JP 2001237751 (A)

Translate this text

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a method and a device which can process signals to be transmitted from various antenna, for improving the capability of a receiver that extracts these transmitting signals from the received signals, regardless of some correlations in a MIMO system. **SOLUTION:** The number of bit streams to be transmitted simultaneously is adjusted and decreased, according to the correlation level, and at the same time plural versions of every bit stream weighted in various ways are transmitted at the same time. These weighted versions are coupled together for generating a single-coupled weighting signal. A receiver processes the received signals, as



through all signals arrived at a receiving antenna with no correlation. A weight vector can be decided with a forward channel transmitter, by making use of the channel characteristic of a forward link that is notified to a transmitter of a forward link when the channel characteristic is transmitted from a receiver of a forward link via a transmitter of a reverse link.

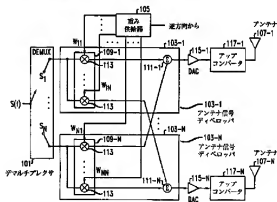
(51) Int.Cl. ⁷	識別記号	F I	テーマコード (参考)
H 0 4 B	7/06	H 0 4 B	7/06
	1/04		1/04
	1/10		1/10
	1/18		1/18
	7/08		7/08
			R
			W
			A
			D
審査請求 未請求 請求項の数23 O L (全 11 頁) 最終頁に続く			
(21) 出願番号	特願2001-3612(P2001-3612)	(71) 出願人	596077259
(22) 出願日	平成13年1月11日 (2001.1.11)		ルーセント テクノロジーズ インコーポ レイテッド Lucent Technologies Inc. アメリカ合衆国 07974 ニュージャージー 一、マレーヒル、マウンテン アベニュー 600-700
(31) 優先権主張番号	0 9 / 4 8 2 4 2 9	(74) 代理人	100081053
(32) 優先日	平成12年1月13日 (2000.1.13)		弁理士 三俣 弘文
(33) 優先権主張国	米国 (U S)		
最終頁に続く			

(54) 【発明の名称】 通信システム中で信号を送信するための方法および装置および送信機および MIMO システム中で使用するための受信機

(57) 【要約】

【課題】 MIMO システムにおいて、様々なアンテナから送信される信号を、いくつかの相関にも関わらず、受信された信号からそれらを抽出する受信機の能力を改善するように処理することを可能にする方法および装置を提供すること。

【解決手段】 同時に送信されるビットストリームの数が、相関のレベルに依存して調節されて減少させられる一方、様々に重み付けされた各ビットストリームの複数のバージョンが同時に送信される。様々に重み付けされたバージョンは、1つの結合された重み付け信号を生成するように結合される。受信機は、相関なしに受信アンテナに全ての信号が到達したと同じように、受信された信号を処理する。重みベクトルは、逆方向リンクの送信機により順方向リンクの受信機から送信されることにより、順方向リンクの送信機に知らされる順方向リンクのチャネル特性を使用して、順方向チャネル送信機により決定することができる。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 L個の受信機アンテナを有する受信機へ順方向チャンネルを介して送信するN個の送信アンテナを備えた送信機および前記受信機から前記送信機へ通信するための逆方向チャンネルを有する通信システム中で信号を送信するための方法であって、前記L個の受信アンテナのうちの2つまたは3つ以上により受信される信号中に相関が存在する可能性があるものにおいて、

前記N個の送信アンテナから前記L個の受信アンテナへ送信され得る独立の信号の数を決定するステップと、前記N個の送信アンテナから前記L個の受信アンテナへ送信され得る独立の信号の数の各々に対して送信されるべきデータサブストリームを、データストリームから生成するステップと、

サブストリームあたりN個の重み付けされたサブストリームを生成するために、1つの重みを前記N個の送信アンテナの各々に対して、前記サブストリームの各々をN個の重みで重み付けするステップと、

前記送信アンテナの各々に対する送信信号を生成するために、前記送信アンテナの各々に対して、前記サブストリームの各々から生成された前記重み付けされたサブストリームのうちの1つを結合するステップとを有することを特徴とする方法。

【請求項2】 前記送信信号を、前記アンテナの各々1つから送信するステップをさらに有することを特徴とする請求項1記載の方法。

【請求項3】 前記重みを前記逆方向チャンネルにより受信するステップをさらに有することを特徴とする請求項1記載の方法。

【請求項4】 前記重みは、前記逆方向チャンネルを介して前記受信機から受信されたチャンネル情報および干渉共分散の関数として、前記送信機により決定されることを特徴とする請求項1記載の方法。

【請求項5】 前記重みは、行列式 $H^H (K^H) H = U^H \Lambda^2 U$ を解くステップと、連立方程式

【数1】

$$\tilde{\lambda}^k = \left(v - \frac{1}{(\lambda^k)^2} \right)^+$$

および

$$\sum_k \tilde{\lambda}^k = P$$

を λ について解くことにより、前記固有値入をウォータフィリングするステップと、

$\Phi = U^H \text{diag}(\lambda^{-1}, \dots, \lambda^{-P}) U$ の行列 Φ を定義するステップと、

その中の前記重みの各々は、

【数2】

$$\sqrt{\tilde{\lambda}^k} z_k$$

であり、jは1からNまでの整数である非正規化された重みベクトル $w_{ji} = [w_{j1}, \dots, w_{jN}]$ を生成するステップとにより決定され、ここで、

Hは、チャンネル応答行列であり、

H^H は、前記チャンネル応答行列Hの共役転置行列であり、

K^H は、干渉共分散行列であり、

Uは、単位行列であり、その各行は、 $H^H (K^H) H$ の固有ベクトルであり、

Λ は、 $\Lambda = \text{diag}(\lambda^1, \dots, \lambda^N)$ として定義される対角行列であり、

$\lambda^1, \dots, \lambda^N$ は、 $H^H (K^H) H$ の各固有値であり、

Mは、前記独立の信号の数に対応する非ゼロ固有値の最大数であり、

U^H は、行列Uの共役転置行列であり、

kは、1からMまでの整数の指数であり、

pは、送信される電力であり、

$+$ は、そのアーギュメントが負であるときゼロに戻り、そのアーギュメントが正であるときアーギュメント自体に戻るオペレータであり、

各 λ^{-k} は、各重みベクトルに対する電力を表す中間変数であり、

diag は、様々な λ^{-k} が、行列 Φ の主対角線のエレメントとして配置されることを示し、

行列 Φ の各列は、 $\Phi = [z_1, \dots, z_N]$ により示される正規化された重みベクトルとして使用され、前記正規化された重みベクトルは、個別の正規化された重み $z_i = [z_{i1}, \dots, z_{iN}]$ からなり、iは1からNまでの整数であることを特徴とする請求項1記載の方法。

【請求項6】 L個の受信機アンテナを有する受信機へ順方向チャンネルを介して送信するN個の送信アンテナを備えた送信機および前記受信機から前記送信機へ通信するための逆方向チャンネルを有する通信システム中で信号を送信するための装置であって、前記L個の受信アンテナのうちの2つまたは3つ以上により受信される信号中に相関が存在する可能性があるものにおいて、前記N個の送信アンテナから前記L個の受信アンテナへ送信され得る独立の信号の数を決定するための手段と、

前記N個の送信アンテナから前記L個の受信アンテナへ送信され得る独立の信号の数の各々に対して送信されるべきデータサブストリームを、データストリームから生成するための手段と、

サブストリームあたりN個の重み付けされたサブストリームを生成するために、1つの重みを前記N個の送信アンテナの各々に対して、前記サブストリームの各々をN個の重みで重み付けするための手段と、前記送信アンテナの各々に対する送信信号を生成するために、前記送信アンテナの各々に対して、前記サブスト

リームの各々から生成された前記重み付けされたサブストリームのうちの1つを結合するための手段とを有することを特徴とする装置。

【請求項7】 L個の受信機アンテナを有する受信機へ順方向チャンネルを介して送信するN個の送信アンテナを備えた送信機および前記受信機から前記送信機へ通信するための逆方向チャンネルを有する通信システム中で信号を送信するための装置であって、前記L個の受信アンテナのうちの2つまたは3つ以上により受信される信号中に相関が存在する可能性もあるものにおいて、前記N個の送信アンテナから前記L個の受信アンテナへ送信され得る独立の信号の数を決定するための手段と、前記N個の送信アンテナから前記L個の受信アンテナへ送信され得る独立の信号の数の各々に対して送信されるべきデータサブストリームを、データストリームから生成するための手段と、サブストリームあたりN個の重み付けされたサブストリームを生成するために、1つの重みを前記N個の送信アンテナの各々に対して、前記サブストリームの各々をN個の重みで重み付けするための手段と、前記送信アンテナの各々に対する送信信号を生成するために、前記送信アンテナの各々に対して、前記サブストリームの各々から生成された前記重み付けされたサブストリームのうちの1つを結合するための手段とを有することを特徴とする装置。

【請求項8】 前記送信機は、前記重みを生成するための手段を含むことを特徴とする請求項7記載の装置。

【請求項9】 前記送信機は、前記重みを記憶するための手段を含むことを特徴とする請求項7記載の装置。

【請求項10】 前記送信機は、前記重みを生成するための手段を含むことを特徴とする請求項7記載の装置。

【請求項11】 L個の受信機アンテナを有する受信機へ順方向チャンネルを介して送信するN個の送信アンテナを備えた送信機および前記受信機から前記送信機へ通信するための逆方向チャンネルを有する通信システム中で信号を送信するための送信機であって、前記L個の受信アンテナのうちの2つまたは3つ以上により受信される信号中に相関が存在する可能性もあるものにおいて、前記N個の送信アンテナから前記L個の受信アンテナへ送信され得る独立の信号の数の各々に対して送信されるべきデータサブストリームを、データストリームから生成するためのデマルチプレクサと、サブストリームあたりN個の重み付けされたサブストリームを生成するために、1つの重みを前記N個の送信アンテナの各々に対して、前記サブストリームの各々をN個の重みで重み付けするためのマルチプレクサと、前記送信アンテナの各々に対する送信信号を生成するために、前記送信アンテナの各々に対して、前記サブストリームの各々から生成された前記重み付けされたサブストリームのうちの1つを結合するための加算器とを有す

ることを特徴とする送信機。

【請求項12】 前記結合された重み付けサブストリームの各々を変換するためのデジタル/アナログコンバータをさらに有することを特徴とする請求項11記載の送信機。

【請求項13】 前記アナログ変換された結合された重み付けサブストリームの各々を無線周波数に変換するためのアップコンバータをさらに有することを特徴とする請求項11記載の送信機。

【請求項14】 前記重みは、前記逆方向チャンネルを介して前記受信機から受信された順方向チャンネル応答の前記推定値および前記干渉共分散行列推定値に応じて、前記送信機において決定されることを特徴とする請求項11記載の送信機。

【請求項15】 前記重みは、前記受信機中で決定され、前記逆方向チャンネルを介して前記送信機に送信されることを特徴とする請求項11記載の送信機。

【請求項16】 前記重みは、行列式 $H^H (K^N) H = U^H \Lambda^N U$ を解くステップと、連立方程式

【数1】

$$\tilde{x}^k = (v - \frac{1}{(\tilde{x}^k)^2})^+$$

および

$$\sum_k \tilde{x}^k = P$$

を \tilde{x} について解くことにより、前記固有値 λ をウォーターフーリングするステップと、

$\Phi = U^H \text{diag}(\lambda^1, \dots, \lambda^N) U$ の行列 Φ を定義するステップと、

その中の前記重みの各々は、

【数2】

$$\sqrt{\tilde{x}_j} z_j$$

であり、 j は1からNまでの整数である非正規化された重みベクトル $w_1 = [w_{11}, \dots, w_{1N}]$ を生成するステップとにより決定され、ここで、

H は、チャネル応答行列であり、

H^H は、前記チャネル応答行列 H の共役転置行列であり、

K^N は、干渉共分散行列であり、

U は、単位行列であり、その各行は、 $H^H (K^N) H$ の固有ベクトルであり、

Λ は、 $\Lambda = \text{diag}(\lambda^1, \dots, \lambda^N)$ として定義される対角行列であり、

$\lambda^1, \dots, \lambda^N$ は、 $H^H (K^N) H$ の各固有値であり、

M は、前記独立の信号の数に対応する非ゼロ固有値の最大数であり、

U^{\dagger} は、行列 U の共役転置行列であり、
 k は、1 から M までの整数の指数であり、
 p は、送信される電力であり、
 $+$ は、そのアーギュメントが負であるときゼロに戻り、
 そのアーギュメントが正であるときアーギュメント自体
 に戻るオペレータであり、
 λ^{-1} は、各重みベクトルに対する電力を表す中間変数
 であり、
 diag は、様々な λ^{-1} が、行列 Φ の主対角線のエレメン
 トとして配置されることを示し、
 行列 Φ の各列は、 $\Phi = [z_1, \dots, z_M]$ により示され
 る正規化された重みベクトルとして使用され、前記正規
 化された重みベクトルは、個別の正規化された重み z_i 、
 $z_i = [z_{i1}, \dots, z_{iM}]$ からなり、 i は 1 から M まで
 の整数であることを特徴とする請求項 1 記載の送信
 機。

【請求項 17】 前記送信機および受信機は時刻多重
 (TDD) を使用して通信し、前記重みは、前記送信機
 に対して前記逆方向リンクの受信機により決定された順
 方向チャネル応答の推定値を使用して前記送信機中で決
 定されることを特徴とする請求項 1 記載の送信機。

【請求項 18】 L 個のアンテナと、
 L 個のダウンコンバータと、
 前記受信機により受信されている順方向チャネルに対す
 る干渉分散行列の推定値を決定するためのエスティメ
 ータとを有することを特徴とする MIMO システム中で
 使用するための受信機。

【請求項 19】 前記受信機により受信されている順方
 向チャネルに対するチャネル応答の推定値を決定するた
 めのエスティメータと、

前記逆方向チャネルに対して、前記干渉分散行列の推
 定値およびチャネル応答の推定値を受信機に送信するた
 めの逆方向チャネルのための送信機とを有することを特
 徴とする MIMO システム中で使用するための送信機。

【請求項 20】 前記受信機により受信されている順方
 向チャネルに対する干渉分散行列の推定値を決定する
 ためのエスティメータと、

前記受信機により受信されている順方向チャネルに対す
 るチャネル応答の推定値を決定するためのエスティメ
 ータと、

前記受信機により受信されている順方向チャネルに対す
 る干渉分散行列の前記推定値および前記受信機により
 受信されている順方向チャネルに対するチャネル応答の
 前記推定値の関数として、データストリームを前記を前
 記受信機に送信するために、前記順方向チャネルの送信
 機により使用するための重みを計算するための重み計算
 器とを有することを特徴とする MIMO システム中で使
 用するための受信機。

【請求項 21】 前記重みを前記逆方向チャネルのため
 の受信機へ送信するための逆方向チャネルのための送信

機をさらに有することを特徴とする請求項 20 記載の受
 信機。

【請求項 22】 L 個のアンテナと、
 L 個のダウンコンバータと、
 前記受信機により受信されている順方向チャネルに対す
 る干渉分散行列の推定値を決定するためのエスティメ
 ータと、
 前記受信機により受信されている順方向チャネルに対す
 るチャネル応答の推定値を決定するためのエスティメ
 ータと、
 データストリームを前記受信機に送信するための前記順
 方向チャネルの送信機により使用するための重みを計算
 するための重み計算器とを有し、
 前記重みは、
 行列式 $H^{\dagger} (K^N) H = U^{\dagger} \Lambda^{-1} U$ を解くステップと、
 連立方程式

【数 1】

$$\tilde{\lambda}^k = \left(\nu - \frac{1}{(\tilde{\lambda}^k)^2} \right)^+$$

および

$$\sum_k \tilde{\lambda}^k = P$$

を ν について解くことにより、前記固有値 λ をウォーク
 ーフリングするステップと、

$\Phi = U^{\dagger} \text{diag}(\lambda^{-1}, \dots, \lambda^{-N}) U$ の行列 Φ を定義
 するステップと、

その中の前記重みの各々は、

【数 2】

$$\sqrt{\tilde{\lambda}^j} z_{ij}$$

であり、 j は 1 から N までの整数である非正規化された
 重みベクトル $w_i = [w_{i1}, \dots, w_{iN}]$ を生成するステ
 ップとにより決定され、ここで、

H は、チャネル応答行列であり、
 H^{\dagger} は、前記チャネル応答行列 H の共役転置行列であり、

K^N は、干渉分散行列であり、
 U は、単位行列であり、その各行は、 $H^{\dagger} (K^N) H$ の

固有ベクトルであり、
 Λ は、 $\Lambda = \text{diag}(\lambda^1, \dots, \lambda^N)$ として定義される対
 角行列であり、

$\lambda^1, \dots, \lambda^N$ は、 $H^{\dagger} (K^N) H$ の各固有値であり、
 M は、前記独立の信号の数に対応する非ゼロ固有値の最
 大数であり、
 U^{\dagger} は、行列 U の共役転置行列であり、
 k は、1 から M までの整数の指数であり、
 p は、送信される電力であり、
 $+$ は、そのアーギュメントが負であるときゼロに戻り、

そのアーギュメントが正であるときアーギュメント自体に戻るオペレータであり、

各 λ^{-} は、各重みベクトルに対する電力を表す中間変数であり、

diagは、様々な λ^{-} が、行列 Φ の主対角線のエレメントとして配置されることを示し、

行列 Φ の各列は、 $\Phi = [z_1, \dots, z_N]$ により示される正規化された重みベクトルとして使用され、前記正規化された重みベクトルは、個別の正規化された重み $z_i = [z_{i1}, \dots, z_{iN}]$ からなり、 i は1からNまでの整数であることを特徴とするMIMOシステム中で使用するための受信機。

【請求項23】 L個の受信機アンテナを有する受信機へ順方向チャネルを介して送信するN個の送信アンテナを備えた送信機および前記受信機から前記送信機へ通信するための逆方向チャネルを有する通信システム中で信号を送信するための方法であって、前記L個の受信アンテナのうちの2つまたは3つ以上により受信される信号中に相関が存在する可能性があるものにおいて、前記信号を形成するステップの一部として、前記N個のアンテナを介して送信されるべきデータから得られたサブストリームに対する重みを決定するプロセスにより、前記N個の送信アンテナから前記L個の受信アンテナへ送信され得る独立の信号Mの数を決定するステップを有し、前記重みは、行列式 $H^{\dagger} (K^{\dagger}) H = U^{\dagger} \Lambda^2 U$ を解くステップと、連立方程式

【数1】

$$\tilde{\lambda}^k = (\nu - \frac{1}{(\tilde{\lambda}^k)^2})^+$$

および

$$\sum_k \tilde{\lambda}^k = P$$

を ν について解くことにより、前記固有値 λ をウォーターフィーディングするステップと、

$\Phi = U^{\dagger} \text{diag}(\lambda^{-1}, \dots, \lambda^{-N}) U$ の行列 Φ を定義するステップと、

その中の前記重みの各々は、

【数2】

$$\sqrt{\tilde{\lambda}^j} z_{ij}$$

であり、 j は1からNまでの整数である非正規化された重みベクトル $w_i = [w_{i1}, \dots, w_{iN}]$ を生成するステップとにより決定され、ここで、

Hは、チャネル応答行列であり、
H[†]は、前記チャネル応答行列Hの共役転置行列であり、
K[†]は、干渉共分散行列であり、

Uは、単位行列であり、その各行は、H[†] (K[†]) Hの固有ベクトルであり、

Λ は、 $\Lambda = \text{diag}(\lambda^1, \dots, \lambda^N)$ として定義される対角行列であり、

$\lambda^1, \dots, \lambda^N$ は、H[†] (K[†]) Hの各固有値であり、
Mは、前記独立の信号の数に対応する非ゼロ固有値の最大数であり、

U[†]は、行列Uの共役転置行列であり、

kは、1からMまでの整数の指数であり、

pは、送信される電力であり、

+は、そのアーギュメントが負であるときゼロに戻り、そのアーギュメントが正であるときアーギュメント自体に戻るオペレータであり、

各 λ^{-} は、各重みベクトルに対する電力を表す中間変数であり、

diagは、様々な λ^{-} が、行列 Φ の主対角線のエレメントとして配置されることを示し、

行列 Φ の各列は、 $\Phi = [z_1, \dots, z_N]$ により示される正規化された重みベクトルとして使用され、前記正規化された重みベクトルは、個別の正規化された重み $z_i = [z_{i1}, \dots, z_{iN}]$ からなり、 i は1からNまでの整数であることを特徴とする方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、ワイヤレス通信に係り、特に、送信機において複数のアンテナを使用しかつ受信機において複数のアンテナを使用するワイヤレス通信システム、いわゆるマルチプルインプット・マルチプルアウトプット(MIMO)システムに関する。

【0002】

【従来の技術】マルチプルインプット・マルチプルアウトプット(MIMO)システムは、シングルアンテナ、即ちシングルアンテナ対シングルアンテナまたはマルチプルアンテナ対シングルアンテナのシステムに比べて劇的に容量を増大させることができることがこの技術分野においてよく知られている。

【0003】

【発明が解決しようとする課題】しかし、この改良のために、マルチプル受信アンテナに到達する様々な信号が主に相関性が低いようになりチスキャタリング環境があることが好ましい。これらの信号がある程度の相関を有する場合、そしてそのような相関が無視される場合、パフォーマンスが低下しかつ容量が減少する。

【0004】

【課題を解決するための手段】我々は、いくらかの相関にも関わらず、そのレベルの相関のチャネルで達成される最高の性能および容量を得るように、MIMOシステムにおいて信号を生成する方法を発明した。本発明の原理によれば、様々なアンテナから送信される信号は、受信された信号からそれらを抽出する受信機的能力を改

善するように処理される。より具体的には、同時に送信されるビットストリームの数が、相関のレベルに依存して、調節され、例えば低減され、様々に重み付けされた各ビットストリームの複数のバージョンが同時に送信される。様々に重み付けされたバージョンは、結合されて、各アンテナについての1つの結合された重み付け信号、いわゆる「送信ベクトル(transmit vector)」を生成する。受信機は、受信アンテナに到達する全ての信号が相関がないようにされたと同じように受信された信号を処理する。

【0005】本発明の実施形態において、重みベクトル(weight vector)は、逆方向リンクの送信機により順方向リンクの受信機から送信されることにより、順方向リンクの送信機に知られた順方向リンクのチャネル特性を使用して、順方向チャネル送信機により決定される。本発明の別の実施形態において、重みベクトルは、順方向リンクのチャネル特性を使用して順方向チャネル受信機により決定され、決定された重みベクトルは、逆方向リンクの送信機により順方向リンクの受信機から送信されることにより、順方向リンクの送信機に知られる。

【0006】重みベクトルを決定するために使用されるチャネル特性は、送信機から受信機のチャネル応答および受信機において測定された雑音および干渉の共分散行列(covariance matrix)を含み得る。

【0007】

【発明の実施の形態】機能ブロック「プロセッサ」を含む図面に示された様々なエレメントの機能は、専用ハードウェア並びに適切なソフトウェアとの関連でソフトウェアを実行することができるハードウェアを含む。プロセッサにより提供される場合、機能は、単一の専用プロセッサにより、単一の共用プロセッサにより、またはそのうちのいくつかが共有される複数の個々のプロセッサにより提供される。

【0008】また、「プロセッサ」または「コントローラ」の用語の明示的な使用は、ソフトウェアを実行することができるハードウェアのみを排他的に指すものと解釈されるべきではなく、これに限定されるものでないが、デジタルシグナルプロセッサ(DSP)ハードウェア、ソフトウェアを記憶するためのリードオンリメモリ(ROM)、ランダムアクセスメモリ(RAM)および不揮発性記憶装置を暗示的に含み得る。

【0009】従来のおよび/またはカスタムの他のハードウェアも、含まれ得る。同様に、図面に示されたスイッチは、単に概念的なものである。それらの機能は、プログラムロジックの動作により、専用ロジックによりプログラムコントロールの相互作用により、および専用ロジックにより、または指導により実行されることができ、設計者により特定の技法が選択可能である。

【0010】図1は、順方向チャネルをL個の受信アンテナを有する受信機へ送信するN個の送信アンテナを

備えた送信機および受信機から送信機への通信のための逆方向チャネルを有するMIMOシステムにおいて送信するための信号を生成するための送信機の例示的な一部を示し、いくつかの相関にも関わらず、そのレベルの相関のチャネルで達成され得る最高の性能および容量が、本発明の原理により得られるようになっている。

【0011】図1において、a) デマルチプレクサ(de-mux) 101、b) アンテナ信号ディベロッパ 103-1ないし 103-Nを含むアンテナ信号ディベロッパ 103、c) 重み供給器 105、d) アンテナ 107-1ないし 107-Nを含むN個のアンテナ 107、e) 115-1ないし 115-Nを含むデジタル/アナログコンバータ(DAC) 115、およびf) アップコンバータ 117-1ないし 117-Nを含むアンプコンバータ 117が示されている。

【0012】デマルチプレクサ 101は、入力としてデータストリームをとり、入力データストリームから様々なビットをデータサブストリームの各々に供給することにより、出力データサブストリームとして供給する。1つのデータストリームが、デマルチプレクサ 101により、N個の出力のうちの1つに供給され得る。しかし、送信され得る相関のない信号の数が減少せられる場合、同時に送信されるビットストリームの数は、送信され得る相関のない信号の数に一致するように減少せられる。そのような場合において、使用される特定の出力は、設計者の裁量による。例えば、第1のY出力のみが使用される。ここで、Yは送信され得る相関のない信号の数である。

【0013】各データサブストリームは、アンテナ信号ディベロッパ 103のうちの対応する1つに供給される。アンテナ信号ディベロッパ 103のうちの各々は、重みブロック 109-1ないし 109-Nのうちの1つおよび加算器 111-1ないし 111-Nのうちの1つを含む。アンテナ信号ディベロッパ 103のうちの各々において、データサブストリームが、重みブロック 109のうちの1つの中の乗算器 113の各々に供給される。

【0014】重み供給器 105は、乗算器 113の各々に重み値を供給する。本発明の一実施形態において、重み供給器 105は、図示しない受信機から逆方向チャネルを介して受信された情報に基いて、重み値を実際に生成する。本発明の別の実施形態において、重み値は、受信機において生成され、そして、逆方向チャネルを介して送信機に供給され、必要とされる時点まで、重み供給器 105に格納される。本発明の一面面に従って重みを生成するためのプロセスを、以下に説明する。

【0015】乗算器 113の各々は、それが受信するサブストリームをそれが受信する重みと乗算する。得られる積は、加算器 111のうちのそれぞれ1つに供給される。特に、各重みブロック 109のR番目の乗算器によ

り供給される積は、加算器111のR番目のものに供給される。ここで、Rは1でないNである。サブストリームを供給されない乗算器に対して、それらの出力は、設計者により望まれるいずれかの技法により、ゼロになるよう保証される。

【0016】加算器111の各々は、それに入力される信号を加算し、得られる和を、DAC115のうちのその関連するそれぞれ1つに出力として供給する。DAC115の各々は、加算器111のうちの1つからそれが受信するデジタル信号をとり、それをアナログベースバンド信号に変換する。DAC115の各々により生成されるアナログベースバンド信号は、アップコンバータ117のうちのそれぞれ1つに供給され、アップコンバータ117は、ベースバンドアナログ信号を無線周波数信号にアップコンバートする。アップコンバータ117により作られる無線周波数信号は、受信機ヘッパードキャストのために、アンテナ107のそれぞれ1つに供給される。

【0017】図2は、本発明の原理に従って構成されたMIMOシステムのための受信機の例示的な一部を示す。図2は、a) アンテナ201-1ないし201-Lを含むL個のアンテナ201、b) ダウンコンバータ203-1ないし203-Lを含むダウンコンバータ203、c) アナログ/デジタルコンバータ205-1ないし205-Lを含むアナログ/デジタルコンバータ(ADC)205、d) 推定干渉共分散行列およびチャネル応答ユニット207、e) 任意的な重み計算器209、およびf) 任意的なスイッチ211を示す。

【0018】アンテナ201の各々は、無線信号を受信し、ダウンコンバータ203のそのそれぞれの関連する1つへその電氣的バリエーションを供給する。ダウンコンバータ203の各々は、それが受信した信号をベースバンドにダウンコンバートし、得られるベースバンド信号を、ADC205のその関連する1つへ供給する。ADC205の各々は、それが受信したベースバンドアナログ信号を、デジタル表現に変換し、このデジタル表現を、推定干渉共分散行列およびチャネル応答ユニット207に供給する。

【0019】推定干渉共分散行列およびチャネル応答ユニット207は、通常の方法で、干渉共分散行列の推定値および順方向行列チャネル応答の推定値を生成する。行列は、複数の送信アンテナおよび複数の受信アンテナが存在するために必要とされる。

【0020】干渉共分散行列の推定値および順方向行列チャネル応答の推定値は、任意的な重み計算器209に供給されるか、または逆方向チャネルを介して送信機に供給される(図1)。干渉共分散行列の推定値および順方向行列チャネル応答の推定値が重み計算器209に供給される場合、重み計算器は、本発明の一面面に従って以下に説明するように、使用されるべき重み値を決

定し、得られた重み値を、逆方向チャネルを介して送信機(図1)に供給する。

【0021】図3は、本発明の原理に従って、いくらかの相関にもかかわらずそのレベルの相関のチャネルで達成され得る最高の性能および容量が得られるように、L個の受信機アンテナを有する受信機へ順方向チャネルを介して送信するN個の送信アンテナを備えた送信機および受信機から送信機へ通信するための逆方向チャネルを有するMIMOシステムにおいて送信するための信号を生成するための例示のプロセスを、フローチャートの形式で示す。

【0022】図3のプロセスは、図1および2のハードウェアを使用する本発明の実施形態において使用され得る。ここで、交換器211は、推定干渉共分散行列およびチャネル応答ユニット207に接続されており、通信プロトコルは以下のものである。第1に、チャネル特性が安定である間の時間の長さを決定することが必要である。

【0023】これは、典型的には、当業者によりよく知られているように、システムが使用されるべき環境の測定を使用して、システムを開発するシステムエンジニアリング段階において実行される。チャネル特性が安定である時間の長さが知られていると、時間はフレームとして考えられ、フレームはタイムスロットに分割される。各フレームは、1つまたは2つ以上のタイムスロットを占める可能性があるプリアンプルを有する。フレーム、したがってタイムスロットは、現実には反復する。

【0024】図3のプロセスは、各フレームの始まりにおいて、ステップ301において開始される。次に、ステップ303において、受信機における干渉共分散行列 K^H およびチャネル応答 H が、例えば干渉共分散行列およびチャネル応答ユニット207(図2)のような順方向リンクの受信機中で決定される。その後、ステップ305において(図3)、干渉共分散行列 K^H およびチャネル応答行列 H が、例えば逆方向チャネルを介して順方向リンクの送信機へ、順方向リンクの受信により供給される。

【0025】ステップ307において、例えば重み計算器105(図1)により、重み $w_i = [w_{i1}, \dots, w_{iN}]$ が計算される。ここで、 i は、1からNまでの整数である。具体的には、重みは以下のように計算される。最初に、行列式 $H^H (K^H) H = U^{-1} \Lambda^{-2} U$ が解かれる。ここで、

a) H はチャネル応答行列、
b) H^H は、チャネル応答行列 H の共役転置行列であり、 $+$ は共役転置行列のためのよく知られたシンボルである。

【0026】c) K^H は、干渉共分散行列、
d) U は単位行列、その各列は、 $H^H (K^H) H$ の固有ベクトルである。

e) Λ は、 $\Lambda = \text{diag}(\lambda^1, \dots, \lambda^M)$ として定義される対角行列であり、 $\lambda^1, \dots, \lambda^M$ は、 $H^* (K^M) H$ の各固有値であり、 M は、非ゼロ固有値の最大数であり、実際に使用され得るサブストリームの数に対応する。

f) U^* は、行列 U の共役転置行列である。

【0027】そして、よく知られたいわゆる「ウォーターフイリング (waterfilling)」が、 λ に対して連立方程式 $\lambda^{-k} = (\nu - 1 / (\lambda^k)^2) + \text{おび}$ 【数1】

$$\lambda^k = (\nu - \frac{1}{(\lambda^k)^2})^+$$

おび

$$\sum_k \lambda^k = P$$

を解くことにより、固有値入について実行される。ここで、 k は、1 から M までの整数の指数、 P は、送信される電力、 $+$ は、そのアーギュメントが負であるときゼロに戻り、そのアーギュメントが正であるときアーギュメント自体に戻るオペレータであり、各 λ^k は、各重みベクトルに対する電力を表す中間変数である。

【0028】新しい行列 Φ は、 $\Phi = U^* \text{diag}$

$(\lambda^1, \dots, \lambda^M) U$ として定義され、 diag は、他の全てのエントリがゼロである行列の主対角のエレメントとして様々な λ^k が配置されることを示す。行列 Φ の各列は、単位電力に基づいて、 $\Phi = [z_1, \dots, z_M]$ により示される正規化された重みベクトルとして使用され、重みベクトルは、個別の重み z_i 、 $z_i =$

$[z_{1j}, \dots, z_{Nj}]$ からなる。そして、重みベクトル $w_j = [w_{1j}, \dots, w_{Nj}]$ は、重みベクトルに割り当てられるべき電力に基づいて、非正規化することにより決定される。その中の様々な重みは、

【数2】

$$\sqrt{\lambda^j} z_{ij}$$

であり、 j は1から N までの整数である。

【0029】ステップ309において、入力データストリーム $S(t)$ (図1) は、例えばデマルチプレクサ101により、 N 個のサブストリーム S_1, \dots, S_M に分割される。データストリームの各々は、ステップ311において (図3)、重みベクトル w_{11}, \dots, w_{1M} のそれぞれ1つで乗算される。換言すれば、各特定のデータストリームの各ビットは、そのそれぞれの重みベクトル中の重みの各々と乗算されて、各データストリームに対する N 個の重み付けビットを生成する。

【0030】ステップ313において、サブストリームの各々に対する重み付けビットは、各アンテナ加算器、例えば、加算器111により結合される。これに關し

て、第1の重みから各サブストリームに対して生成された重み付けビットは、第1のアンテナの加算器において加算され、第2の重みから各サブストリームに対して生成された重み付けビットは、第2のアンテナの加算器において加算される。図1に示すように以下同様である。以上から明らかであるように、 M よりも大きな数のどのサブストリームもゼロとなる。これは、 M が、実際に使用され得るサブストリームの数に対応するからである。そのようなゼロサブストリームは、加算器111により生成される和に寄与しない。そして、プロセスが、ステップ315において終了する。

【0031】図4は、本発明の原理に従って、いくらかの相間にも関わらず、そのレベルの相間のチャネルで達成され得る最高の性能および容量が得られるように、 L 個の受信機アンテナを有する受信機へ順方向チャネルを介して送信する N 個の送信アンテナを備えた送信機および受信機から送信機へ通信するための逆方向チャネルを有する $M1M0$ システムにおいて送信するための信号を生成される和の別の例示的プロセスを、フローチャートの形式で示す。

【0032】図4のプロセスは、図1および2のハードウェアを使用する本発明の実施形態において使用され得る。ここで、交換器211は、重み計算器209に接続されており、通信プロトコルは、図3との関係で説明される。図4のプロセスに対して、図1の重み供給器105は、様々な重みを演算しないが、重み計算器209から受信された重みを単に記憶し、必要な場合、乗算器113のうちの様々なものにそれらを提供する。

【0033】図4のプロセスは、各フレームの始まりにおいて、ステップ401において開始される。次に、ステップ403において、受信機における干渉共分散行列 K^H およびチャネル応答 H が、例えば干渉共分散行列およびチャネル応答ユニット207 (図2) のような順方向リンクの受信機中で決定される。ステップ405において、例えば重み供給器105 (図1) により、重み $w_i = [w_{1i}, \dots, w_{Ni}]$ が計算される。具体的には、重みは以下のように計算される。

【0034】最初に、行列式 $H^* (K^H) H = U^* \Lambda^2 U$ が解かれる。ここで、

a) H はチャネル応答行列、
b) H は、チャネル応答行列 H の共役転置行列であり、 $+$ は共役転置行列のためのよく知られたシンボルである。

c) K^H は、干渉共分散行列、
d) U は単位行列、その各列は、 $H^* (K^H) H$ の固有ベクトルである。

e) Λ は、 $\Lambda = \text{diag}(\lambda^1, \dots, \lambda^M)$ として定義される対角行列であり、 $\lambda^1, \dots, \lambda^M$ は、 $H^* (K^H) H$ の各固有値であり、 M は、非ゼロ固有値の最大数であり、実際に使用され得るサブストリームの数に対応す

る。

f) U^T は、行列 U の共役転置行列である。

【0035】そして、よく知られたいわゆる「ウォーターフリング (waterfilling)」が、 λ に対して連立方程式

【数1】

$$\tilde{\lambda}^k = \left(\nu - \frac{1}{(\lambda^k)^2} \right)^+$$

および

$$\sum_k \tilde{\lambda}^k = P$$

を解くことにより、固有値入について実行される。ここで、 k は、1 から M までの整数の指数、 P は、送信される電力、 $+$ は、そのアーギュメントが負であるときゼロに戻り、そのアーギュメントが正であるとき、アーギュメント自体に戻るオペレータであり、各 λ^k は、各重みベクトルに対する電力を表す中間変数である。

【0036】新しい行列 Φ は、 $\Phi = U^T \text{diag}(\lambda^{-1}, \dots, \lambda^{-M}) U$ として定義され、 diag は、他の全てのエンタリがゼロである行列の主対角のエレメントとして様々な λ^k が配置されることを示す。行列 Φ の各列は、単位電力に基づいて、 $\Phi = [z_1, \dots, z_M]$ により示される正規化された重みベクトルとして使用され、重みベクトルは、個別の重み $z_k, z_k = [z_{k1}, \dots, z_{kM}]$ からなる。そして、重みベクトル $w_k = [w_{k1}, \dots, w_{kM}]$ は、重みベクトルに割り当てられるべき電力に基づいて、非正規化することにより決定される。その中の様々な重みは、

【数2】

$$\sqrt{\lambda^k} z_{kj}$$

であり、 j は1から M までの整数である。

【0037】その後、ステップ407において、決定された重み値が、例えば逆方向チャンネルを介して、順方向リンクの受信機により、順方向リンクの送信機へ供給される。重みは、重み供給器105 (図1) 中に記憶される。

【0038】ステップ409 (図4) において、入力データストリーム $S(i)$ (図1) は、例えばデマルチプレキサ101により、 N 個のサブストリーム $S_{i1} \dots S_{iN}$ に分割される。データストリームの各々は、ステップ411において (図4)、重みベクトル w_{i1}, \dots, w_{iN} のそれぞれ1つで乗算される。ここで、 i は、1 から N までの整数である。換言すれば、各特定のデータストリームの各ビットは、そのそれぞれの重みベクトル中の重みの各々で乗算されて、各データストリームに対する N 個の重み付けビットを生成する。

【0039】ステップ413において、サブストリーム

の各々に対する重み付けビットは、各アンテナ加算器。例えば、加算器111により結合される。これに関して、第1の重みから各サブストリームに対して生成された重み付けビットは、第1のアンテナの加算器において加算され、第2の重みから各サブストリームに対して生成された重み付けビットは、第2のアンテナの加算器において加算される。図1に示すように以下同様である。以上から明らかであるように、 M よりも大きな数のどのサブストリームもゼロとなる。これは、 M が、実際に使用されるサブストリームの数に対応するからである。そのようなゼロサブストリームは、加算器111により生成される和に寄与しない。そして、プロセスが、ステップ415において終了する。

【0040】単一のチャンネルを順方向チャンネルおよび逆方向チャンネルの両方に対して共用するいわゆる「時分割二重」(TDD) システムと共に使用するための本発明の別の実施形態において、チャンネル応答の推定は、ワイヤレスリンクの一方の端部において実行される。これは、同じ周波数帯域を順方向チャンネルおよび逆方向チャンネルが共用し、いずれかの一時点において交互にそのチャンネルを使用し、順方向チャンネルと逆方向チャンネルとの間の時間スプリットが小さい場合、順方向チャンネルおよび逆方向チャンネルに対するチャンネル応答が同じになるからである。

【0041】したがって、逆方向チャンネルの受信機が、順方向チャンネルの受信機と同じチャンネル応答となり、逆方向リンクの受信機は、順方向リンクの受信機により以前に実行された全てのチャンネル推定を実行することができる。同様に、順方向チャンネルの受信機は逆方向チャンネルの受信機と同じチャンネル応答となり、順方向リンクの受信機は、逆方向リンクの受信機により以前に実行された全てのチャンネル推定を実行することができる。

【0042】

【発明の効果】以上説明したように、本発明によれば、MIMOシステムにおいて、様々なアンテナから送信される信号を、いくつかの相間にも関わらず、受信された信号からそれらを抽出する受信機的能力を改善するように処理することを可能にする方法および装置を提供できる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の原理に従って、いくつかの相間にも関わらず、そのレベルの相間のチャンネルで達成され得る最高の性能および容量が得られるように、MIMOシステムにおいて送信するための信号を生成するための送信機の例示的な部分を示す図。

【図2】本発明の原理に従って構成されたMIMOシステムのための受信機の例示的な部分を示す図。

【図3】本発明の原理に従って、いくつかの相間にも関わらず、そのレベルの相間のチャンネルで達成され得る最高の性能および容量が得られるように、MIMOシステ

ムにおいて送信するための信号を生成するための例示的なプロセスをフローチャートの形式で示す図。

【図4】本発明の原理に従って、いくつかの相関にも関わらず、そのレベルの相関のチャネルで達成される最高の性能および容量が得られるように、MIMOシステムにおいて送信するための信号を生成するための例示的なプロセスをフローチャートの形式で示す図。

【符号の説明】

101 デマルチプレクサ

105 重み供給器 逆方向から

117-1, 117-N アップコンバータ

103-1, 103-N アンテナ信号ディベロッパ

107 アンテナ

201 アンテナ

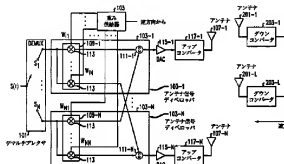
203 ダウンコンバータ

207 推定干渉共分散行列およびチャネル応答ユニット

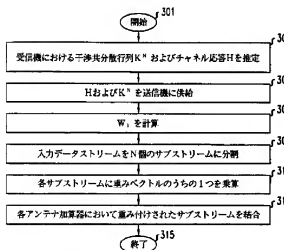
209 重み計算器

211 逆方向チャネル

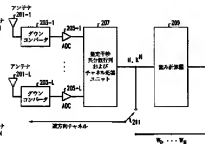
【図1】



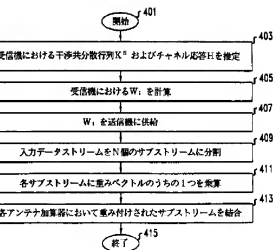
【図3】



【図2】



【図4】



フロントページの続き

(51) Int. Cl. 7

H04J 3/00

識別記号

F I

H04J 3/00

テーマコード (参考)

H

(71)出願人 596077259

600 Mountain Avenue,
Murray Hill, New Je
rsey 07974-0636 U. S. A.

(72)発明者 ジェラルド ジョセフ フォスターニ

アメリカ合衆国、08879 ニュージャージ
ー、ニュージャージー、セイアービル、オ
ーチャード ストリート 79

(72)発明者 エンジェル ロザノ

アメリカ合衆国、10006 ニューヨーク、
ニューヨーク、ウェストストリート 21、
アパートメント 4-G

(72)発明者 ファロク ラシド-ファロク

アメリカ合衆国、94539 カリフォルニア、
フレモント、ビー、オー、ボックス
14392

(72)発明者 レイナルド エー、バレンズエラ

アメリカ合衆国、07733 ニュージャージ
ー、ホルムデル、バートリッジ ラン 17

Bibliography

DWPI Title

Data communication device using multi-carrier modulation-demodulation system compares sampling time of synchronous clock with predetermined symbol timing, based on which frame is demodulated

Original Title

COMMUNICATION UNIT AND COMMUNICATION METHOD

Assignee/Applicant

Standardized: **MITSUBISHI ELECTRIC CORP**

Original: MITSUBISHI ELECTRIC CORP

Inventor

MATSUMOTO WATARU; NARUKAWA MASASHI

Publication Date (Kind Code)

2002-03-15 (A)

Application Number / Date

JP2000265888A / 2000-09-01

Priority Number / Date / Country

JP2000265888A / 2000-09-01 / JP

Abstract

Abstract

PROBLEM TO BE SOLVED: To obtain a communication unit that can realize enhancement of demodulation accuracy.

SOLUTION: The communication unit is configured with an orthogonal code assignment circuit 3 of a transmission system that multiplies a prescribed orthogonal code assigned in advance to a communication opposite party to a 'symbol of an area to specify the communication opposite party' in a transmission frame and with a correlation detection circuit 13 of a reception system that multiplies an orthogonal code assigned in advance to its own unit with the 'symbol of an area to specify the communication opposite party' in a plurality of data after Fourier transform to detect a correlation and defines the timing having the highest correlation as formal symbol timing so as to calculate a correction quantity of a symbol synchronization clock from the timing.

【特許請求の範囲】

【請求項1】 クロックマスターが出力するパイロットトーンを用いて、データ通信を行う前にシンボル同期を確立し、ここで生成されたシンボル同期クロックを用いて自分宛のフレームを復調する通信装置において、送信フレーム内の「通信相手を選定するための領域のシンボル」に対して、予め当該通信相手に割り当てられている所定の直交符号を乗算し、さらに、当該乗算結果を含めたすべての送信フレームに対して逆フーリエ変換を行い、最終的に、逆フーリエ変換後のデータをP/S変換およびD/A変換して出力する送信手段と、A/D変換後のサンプリングデータを、前記シンボル同期クロックのタイミングと、その他、前後に複数回のサンプルタイミングで、それぞれパラレルデータに変換し、つぎに、当該複数のタイミングで生成したパラレルデータに対して個別にフーリエ変換を行い、つぎに、当該フーリエ変換後の複数のデータにおける前記「通信相手を選定するための領域のシンボル」に対して、予め自装置に割り当てられている直交符号を乗算することで相関検出を行い、その後、最も相関の高かったタイミングを正式なシンボルタイミングと定義して、当該タイミングからシンボル同期クロックの補正量を算出し、最終的に、当該補正量に基づいて補正されたシンボル同期クロックを用いて後続のフレームを復調する受信手段と、を備えることを特徴とする通信装置。

【請求項2】 送信機として動作する通信装置において、送信フレーム内の「通信相手を選定するための領域のシンボル」に対して、予め当該通信相手に割り当てられている所定の直交符号を乗算する直交符号乗算手段と、前記乗算結果を含めたすべての送信フレームに対して逆フーリエ変換を行う逆フーリエ変換手段と、前記逆フーリエ変換後のデータをP/S変換およびD/A変換して出力する出力手段と、を備えることを特徴とする通信装置。

【請求項3】 クロックマスターが出力するパイロットトーンを用いて、データ通信を行う前にシンボル同期を確立し、ここで生成されたシンボル同期クロックを用いて自分宛のフレームを復調する、受信機として動作する通信装置において、A/D変換後のサンプリングデータを、前記シンボル同期クロックのタイミングと、その他、前後に複数回のサンプルタイミングで、それぞれパラレルデータに変換するデータ生成手段と、前記複数のタイミングで生成したパラレルデータに対して個別にフーリエ変換を行うフーリエ変換手段と、

前記フーリエ変換後の複数のデータにおける「通信相手を選定するための領域のシンボル」に対して、予め自装置に割り当てられている直交符号を乗算することで相関検出を行い、その後、最も相関の高かったタイミングを正式なシンボルタイミングと定義して、当該タイミングからシンボル同期クロックの補正量を算出する補正量算出手段と、

前記補正量に基づいて補正されたシンボル同期クロックを用いて後続のフレームを復調する復調手段と、を備えることを特徴とする通信装置。

【請求項4】 クロックマスターが出力するパイロットトーンを用いて、データ通信を行う前にシンボル同期を確立し、ここで生成されたシンボル同期クロックを用いて自分宛のフレームを復調する通信方法において、送信フレーム内の「通信相手を選定するための領域のシンボル」に対して、予め当該通信相手に割り当てられている所定の直交符号を乗算する直交符号乗算ステップと、

前記乗算結果を含めたすべての送信フレームに対して逆フーリエ変換を行う逆フーリエ変換ステップと、前記逆フーリエ変換後のデータをP/S変換およびD/A変換して出力する出力ステップと、A/D変換後のサンプリングデータを、前記シンボル同期クロックのタイミングと、その他、前後に複数回のサンプルタイミングで、それぞれパラレルデータに変換するデータ生成ステップと、前記複数のタイミングで生成したパラレルデータに対して個別にフーリエ変換を行うフーリエ変換ステップと、前記フーリエ変換後の複数のデータにおける前記「通信相手を選定するための領域のシンボル」に対して、予め自装置に割り当てられている直交符号を乗算することで相関検出を行い、その後、最も相関の高かったタイミングを正式なシンボルタイミングと定義して、当該タイミングからシンボル同期クロックの補正量を算出する補正量算出ステップと、前記補正量に基づいて補正されたシンボル同期クロックを用いて後続のフレームを復調する復調ステップと、を含むことを特徴とする通信方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、マルチキャリア変復調方式を採用する通信装置に関するものであり、特に、DMT (Discrete Multi Tone) 変復調方式やOFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex) 変復調方式等により、既存の通信回線を用いたデータ通信を実現可能とする通信装置および通信方法に関するものである。

【0002】

【従来の技術】 以下、従来の通信装置について説明する。近年、コスト削減と既存の設備を有効利用のため、

新たな通信線を増設することなく、既存の電力線（電灯線）を利用して通信を行う「電力線モデム」が注目されている。この電力線モデムは、電力線により接続されている家庭内外、ビル、工場、および店舗等の電気製品をネットワーク化することにより、その製品の制御やデータ通信等のさまざまな処理を行う。

【0003】現在、このような電力線モデムとしては、SS（Spread Spectrum）方式を用いたものが考えられている。たとえば、電力線モデムとして、SS方式を用いた場合、送信側では、所定の情報を変調後、さらに「拡散符号」を用いて拡散変調を行うことにより、信号の帯域を数十～数千倍に広げて送信する。一方、受信側では、送信側と同一の拡散符号を用いて拡散復調（逆拡散）を行い、その後、逆拡散後の信号を上記所定の情報に復調する。

【0004】この場合、SS方式に望ましい拡散符号としては、一般的に、自己相関特性に鋭いピークを持ち、かつ相互相関特性が小さいM系列（Maximum-length linear shift-register sequence）が用いられる。

【0005】一方、上記SS方式を採用する通信装置と異なる変復調方式を採用する通信装置としては、たとえば、マルチキャリア変復調方式を採用する従来の通信装置がある。ここで、マルチキャリア変復調方式を採用する従来の通信装置の動作について説明する。

【0006】まず、マルチキャリア変復調方式として、OFDM変復調方式を採用する従来の通信装置の、送信側の動作を簡単に説明する。たとえば、OFDM変復調方式によるデータ通信を行う場合、送信系では、トーンオーダリング処理、すなわち、予め設定された周波数帯の複数のトーン（マルチキャリア）に、伝送可能なビット数の伝送データを割り振る処理を行う。具体的にいうと、たとえば、各周波数の $\text{tone0} \sim \text{toneX}$ （Xはトーン数を示す整数）に、予め決められたビット数の伝送データを割り振っている。そして、上記トーンオーダリング処理、および符号化処理が行われることにより、1フレーム毎に伝送データが多量化される。

【0007】さらに、送信系では、多量化された伝送データに対して逆高速フーリエ変換（IFFT）を行い、逆高速フーリエ変換後のパラレルデータをシリアルデータに変換し、その後、D/Aコンバータを通してデジタル波形をアナログ波形に変換し、最後にローパスフィルタをかけて伝送データを伝送路上に送信する。

【0008】つぎに、マルチキャリア変復調方式として、OFDM変復調方式を採用する従来の通信装置の、受信系の動作を簡単に説明する。上記と同様に、OFDM変復調方式によるデータ通信を行う場合、受信系では、受信データ（前述の伝送データ）に対し、ローパスフィルタをかけ、その後、A/Dコンバータを通してアナログ波形をデジタル波形に変換し、タイムドメインコライザにて時間領域の適応等化処理を行う。

【0009】さらに、受信系では、時間領域の適応等化処理後のデータをシリアルデータからパラレルデータに変換し、当該パラレルデータに対して高速フーリエ変換を行い、その後、周波数ドメインコライザにて周波数領域の適応等化処理を行う。

【0010】そして、周波数領域の適応等化処理後のデータは、複合処理（最大複合法）およびトーンオーダリング処理によりシリアルデータに変換され、その後、レートコンバート処理、FEC（forward error correction：前方誤り訂正）、デスクランブル処理、CRC（cyclic redundancy check：巡回冗長検査）等の処理が行われ、最終的に伝送データが再生される。

【0011】このように、OFDM変復調方式を採用する従来の通信装置では、CDMAやシングルキャリア変復調方式では得ることのできない、たとえば、伝送効率の良さおよび機能のフレキシビリティを利用して、高レートの通信を可能としている。

【0012】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、上記、SS方式を用いた従来の電力線モデムにおいては、たとえば、与えられた帯域を埋め尽くすスペクトラムを送出してしまうため、すなわち、法規制上使用可能な周波数帯域：10KHz～450KHzを埋め尽くすスペクトラムを送出してしまうため、他の通信方式との共存が難しく、さらに、使用帯域に対する転送レートが低い（拡張性も低い）、という問題があった。

【0013】また、上記、OFDM変復調方式を採用する従来の通信装置においては、たとえば、「伝送レートおよび復調精度のさらなる向上」という観点から、自装置に送られてきた信号かどうかを判断するための構成、およびシンボル同期を確立するための構成、に改善の余地がある、という問題があった。

【0014】本発明は、上記に鑑みてなされたものであって、同一ネットワーク上で複数の装置が通信可能な場合においても、伝送路上の信号が自装置に送られてきた信号かどうかを短いシンボル長で正確に判断することで伝送レートの向上を実現し、さらに高精度にシンボル同期を確立することで復調精度の向上を実現可能な通信装置を得ることを目的とする。

【0015】

【課題を解決するための手段】上述した課題を解決し、目的を達成するために、本発明にかかる通信装置においては、クロックマスターが出力するパイロットトーンを用いて、データ通信を行う前にシンボル同期を確立し、ここで生成されたシンボル同期クロックを用いて自分宛のフレームを復調する構成を備え、たとえば、送信フレーム内の「通信相手特定するための領域のシンボル」に対して、予め当該通信相手に割り当てられている所定の直交符号を乗算し、さらに、当該乗算結果を含めたすべての送信フレームに対して逆フーリエ変換を行い、最

最終的に、逆フーリエ変換後のデータをP/S変換およびD/A変換して出力する送信手段(後述する実施の形態のフレームング回路1、マップ2、直交符号割当回路3、IFFFT4、P/S5、D/A6に相当)と、A/D変換後のサンプリングデータを、前記シンボル同期クロックのタイミングと、その他、前後に複数回のサンプルタイミングで、それぞれパラレルデータに変換し、つぎに、当該複数のタイミングで生成したパラレルデータに対して個別にフーリエ変換を行い、つぎに、当該フーリエ変換後の複数のデータにおける前記「通信相手を持定するための領域のシンボル」に対して、予め自装置に割り当てられている直交符号を乗算することで相関検出を行い、その後、最も相関の高かったタイミングを正式なシンボルタイミングと定義して、当該タイミングからシンボル同期クロックの補正量を算出し、最終的に、当該補正量に基づいて補正されたシンボル同期クロックを用いて後続のフレームを復調する受信手段(A/D16、S/P15、FFT14、相関検出回路13、マップ2、デフレームング回路11、シンボル境界判定値算出回路21と、シンボル境界判定器22と、同期トーン選択器23に相当)と、を備えることを特徴とする。

【0016】つぎの発明にかかる通信装置にあっては、送信機として動作する構成とし、送信フレーム内の「通信相手を持定するための領域のシンボル」に対して、予め当該通信相手に割り当てられている所定の直交符号を乗算する直交符号乗算手段(直交符号割当回路3に相当)と、前記乗算結果を含めたすべての送信フレームに対して逆フーリエ変換を行う逆フーリエ変換手段(IFFT4に相当)と、前記逆フーリエ変換後のデータをP/S変換およびD/A変換して出力する出力手段(P/S5、D/A6に相当)と、を備えることを特徴とする。

【0017】つぎの発明にかかる通信装置にあっては、クロックマスターが出力するパイロットトーンを用いて、データ通信を行う前にシンボル同期を確立し、ここで生成されたシンボル同期クロックを用いて自分宛のフレームを復調する構成とし、たとえば、A/D変換後のサンプリングデータを、前記シンボル同期クロックのタイミングと、その他、前後に複数回のサンプルタイミングで、それぞれパラレルデータに変換するデータ生成手段(A/D16、S/P15に相当)と、前記複数のタイミングで生成したパラレルデータに対して個別にフーリエ変換を行うフーリエ変換手段(FFT14に相当)と、前記フーリエ変換後の複数のデータにおける「通信相手を持定するための領域のシンボル」に対して、予め自装置に割り当てられている直交符号を乗算することで相関検出を行い、その後、最も相関の高かったタイミングを正式なシンボルタイミングと定義して、当該タイミングからシンボル同期クロックの補正量を算出する補正

量算出手段(相関検出回路13に相当)と、前記補正量に基づいて補正されたシンボル同期クロックを用いて後続のフレームを復調する復調手段(S/P15、FFT14、デマップ12に相当)と、を備えることを特徴とする。

【0018】つぎの発明にかかる通信方法にあっては、送信フレーム内の「通信相手を持定するための領域のシンボル」に対して、予め当該通信相手に割り当てられている所定の直交符号を乗算する直交符号乗算ステップと、前記乗算結果を含めたすべての送信フレームに対して逆フーリエ変換を行う逆フーリエ変換ステップと、前記逆フーリエ変換後のデータをP/S変換およびD/A変換して出力する出力ステップと、A/D変換後のサンプリングデータを、前記シンボル同期クロックのタイミングと、その他、前後に複数回のサンプルタイミングで、それぞれパラレルデータに変換するデータ生成ステップと、前記複数のタイミングで生成したパラレルデータに対して個別にフーリエ変換を行うフーリエ変換ステップと、前記フーリエ変換後の複数のデータにおける前記「通信相手を持定するための領域のシンボル」に対して、予め自装置に割り当てられている直交符号を乗算することで相関検出を行い、その後、最も相関の高かったタイミングを正式なシンボルタイミングと定義して、当該タイミングからシンボル同期クロックの補正量を算出する補正量算出ステップと、前記補正量に基づいて補正されたシンボル同期クロックを用いて後続のフレームを復調する復調ステップと、を含むことを特徴とする。

【0019】

【発明の実施の形態】以下に、本発明にかかる通信装置の実施の形態を図面に基いて詳細に説明する。なお、この実施の形態によりこの発明が限定されるものではない。すなわち、マルチキャリア変復調方式によりデータ通信を行う通信装置であれば、電力線モデム以外にも適用可能である。

【0020】実施の形態1. 本実施の形態では、既存の電力線を利用した通信装置として、たとえば、マルチキャリア変復調方式を採用する電力線モデムについて説明する。電力線モデムにおいては、たとえば、128トーンのOFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)信号を送受信する場合、256個の複素IFFTを用いて、128個のDQPSKデータまたはM-QAMデータを時間軸データに変換する。したがって、キャリア間隔を $\Delta f = 4.3125 \text{ KHz}$ とした場合には、0~55.2 KHzまでの帯域が使用されることになる。

【0021】また、本実施の形態においては、128トーンのOFDM信号を送受信する場合、低速モードで動作する電力線モデムが、16トーン毎に配置された5本の狭帯域搬送波周波数のキャリア、たとえば、トーン32, 48, 64, 80, 96を用いてデータの通信を行

い、高速モードで動作する電力線モデムが、残りのトーンを用いてデータの通信を行う。

【0022】図1は、本発明にかかる通信装置の構成を示す図である。図1に示すように、低速モードで動作可能な通信装置の構成を示す図である。図1において、1はフレイミング回路であり、2はマッピング回路であり、3は直交符号割当回路であり、4は逆高速フーリエ変換回路（IFFT：Inverse Fast Fourier Transform）であり、5はパラレル/シリアル変換回路（P/S）であり、6はデジタル/アナログ変換回路（D/A）であり、7は伝送路（電力線）であり、8は結合回路であり、10は制御回路であり、11はデフレイミング回路であり、12はデマッピング回路であり、13は相関検出回路であり、14は高速フーリエ変換回路（FFT：Fast Fourier Transform）であり、15はシリアル/パラレル変換回路（S/P）であり、16はアナログ/デジタル変換回路（A/D）であり、17はキャリア検出器であり、21はシンボル境界判定値算出器であり、22はシンボル境界判定器であり、23は同期トーン選択器である。

【0023】そして、フレイミング回路1、マッピング2、直交符号割当回路3、IFFT4、P/S5、D/A6で送信系を構成し、A/D16、S/P15、FFT14、相関検出回路13、デマッピング12、デフレイミング回路11、シンボル境界判定値算出器21、シンボル境界判定器22、同期トーン選択器23で受信系を構成する。

【0024】以下、送信系および受信系の基本的な動作を図面にしたがって説明する。まず、送信系の動作について説明する。たとえば、上記通信装置（電力線モデム）に接続されたデータ処理装置（図示せず）から送信データが入力されると、フレイミング回路1では、後述の図2に示すフレイミング処理を行い、そのフレームをマッピング2に出力する。そして、マッピング2では、受け取ったフレームを、制御回路10からの「トーンオーダリング選択情報」「ターボ符号長選択情報」「ビットマップ選択情報」「電力配分選択情報」等を用いてマッピング（DQPSK変調、M-QAM変調、ターボ符号化、電力配分制御等を含む）し、その結果をIFFT4へ出力する。

【0025】そして、IFFT4では、受け取ったすべてのトーン（低速モードで使用するトーン48、64、80以外）を逆フーリエ変換することで周波数軸データを時間軸データに変換してP/S5へ出力する。

【0026】P/S5では、IFFT4から出力されたパラレルデータをシリアルデータに変換し、さらに、そのシリアルデータをD/A6へ出力し、最後に、D/A6では、そのシリアルデータに対してデジタル/アナログ変換を行い、そのアナログ信号を、結合回路8および伝送路7を介して、伝送路7に接続された他の通信装置（図示せず）へ送信する。

【0027】つぎに、受信系の動作について説明する。なお、ここでは、説明の便宜上、伝送路7に通信装置が1台しか接続されていないので、図1の受信系の構成を用いて説明を行う。また、以降で説明する受信系では、クロックマスターとなる通信装置から常時送信されてくるパイロットトーンを用いて（実際は通信が行われていないときに間欠的に送られてくるパイロットフレームを用いて）、シンボル同期が確立されていることを前提とする。具体的にいうと、同期トーン選択器23が、制御回路10からの情報により、同期処理を行うために必要となるトーン（トーン40、56、72等）を選択する。そして、シンボル境界判定値算出器21が、選択されたトーンの信号に基づいて、シンボル境界判定値を算出し、さらに、シンボル境界判定器22が、算出されたシンボル境界判定値に基づいて、シンボル境界を判定してシンボル同期を確立する。

【0028】まず、上述のように送信系からマルチキャリアデータが送信されると、他の通信装置の受信系では、送信系の動作とは逆の動作を行い、データ復調する。具体的にいうと、送信側の通信装置から送られてきたすべてのマルチキャリアデータを、結合回路8を介して取り込み、A/D16が、アナログ/デジタル変換を行う。続いて、キャリア検出器17が、キャリアセンスおよびトーン検定によりキャリア検出フィールドを検出する。

【0029】その後、S/P15では、同期が確立されたシンボルトイミングに基づいて、デジタルデータに変換されたシリアルデータをパラレルデータに変換し、そのデータをFFT14へ出力する。

【0030】FFT14では、前記パラレルデータに対してフーリエ変換を行うことにより、時間軸のマルチキャリア信号を周波数軸上のデータに変換し、その周波数軸データをマッピング2へ出力する。その後、マッピング2では、制御回路10によって指定された「FEQ係数情報」「ターボ復号に関する情報」「ビットマップ情報」「トーンオーダリング選択情報」等を用いて、受け取った周波数データを復調する。

【0031】最後に、デフレイミング回路11では、復調後のデータから、送信フレーム内のデータ（図2参照）のみを切り出すデフレイミング処理を行うことで、受信データを生成し、この通信装置に接続された機器（図示せず）にその受信データを出力する。なお、デフレイミング処理とは、フレイミング回路1によるフレイミング処理とは逆の処理であり、一次復調されたデータのフレームから、後述のプリアンブルおよび物理層ヘッダを分離して、物理層ペイロードのみを合成する処理、すなわち、受信データをもとの送信データの形に再構成する処理のことを行う。

【0032】図2は、上記フレイミング回路1によるフレイミング処理で生成されるフレームの構成を示す図で

ある。図2に示すフレームは、キャリア検出用の信号の領域であるブリアンプフィールド(AGC)と、伝送経路を示すコード(ID)、サンプリングクロック/シンボルクロック同期用信号(PT1, PT2)等を含む物理層ヘッダフィールドと、論理データの境界識別用コード、ビットマッピング一致/不一致検出用コード、コマンドフィールド、グループコード等の制御情報、や送信データを含む物理層ペイロードフィールドから構成され、このフレームがフレームング回路にて生成され、前述の処理で変調後、伝送路7に出力される。

【0033】また、伝送路上のフレームは、伝送路に接続されたすべての通信装置で受け取られ、制御回路10では、受け取った信号の識別を行った上で自分の持つコードと一致した場合のみ、伝送路7に送信されているデータが自分宛であると判断し、後続のペイロード部分の内容を理解する。また、自分宛でないと判断した場合は、動作を行わない。

【0034】図3は、低速モードで動作する通信装置がデータ通信に用いるトーンと、高速モードで動作する通信装置がデータ通信に用いるトーンと、を示す図である。たとえば、4.3125kHz間隔の128本(#0~#127)のトーンを想定した場合、上記低速モードで動作する通信装置では、16本間隔で選び出した図示の5本のトーンを使用してデータ通信を行い、高速モードで動作する通信装置では、それ以外のトーンを用いてデータ通信を行う。

【0035】また、図4は、上記フレームの伝送路上の状態と、FFTに入力されるシンボルの単位と、を示す図である。たとえば、本実施の形態において、上記フレームを構成するシンボルは、図4に示すとおり、16サンプルのサイクリックプレフィックス(CP)と、256サンプルのデータ部分で構成され、1シンボルが272サンプルとなる。したがって、受信側では、既知のタイミングで挿入されたCPを削除した状態(図4の「復調FFTへ」に相当)でデータの復調を行う。なお、上記データ部分とは、通信の最小単位であり、送信するすべてのトーンの合成波を、256点サンプルで表現したものである。また、CPとは、シンボル間干渉を防ぐためにシンボル間に挿入されるものであり、データ部分の終端16サンプルを複製して貼り付けたものであり、これにより、CPとデータ部分が連続的な波形となる。

【0036】ここで、上記通信装置間でデータ通信を行う場合のシンボル同期の確立方法を詳細に説明する。なお、ここでは、シンボル周波数 $F=4\text{kHz}$ とし、 $D/A6$ および $A/D16$ のサンプリング周波数 $S=1.024\text{MHz}$ とする。この場合、1シンボル時間の信号は、 $S/F(256\text{サンプル})+CP(16\text{サンプル})=272\text{サンプル}$ で構成されることになる。また、ここでいうシンボルとは、通信の最小単位であり、たとえば、通信に使用する複数トーンの合成波を、27

2個のサンプルデータで表現したものである。また、IFFFT4およびFFT14が256サンプルに対応する場合、生成可能なトーン周波数は、 $F \times x$ ($x=1\sim128$)となり、128本のトーンが利用可能となる。

【0037】このような状態で、まず、通信装置の受信系では、起動時およびデータ通信を行っていないときに、クロックマスタが送信するパイロットトーンを用いて、シンボル同期を確立し、いつでもデータ通信を開始できるようにしておく。具体的にいうと、まず、 $A/D16$ が、伝送路上の信号を、272点サンプリングを行うことにより取り込む。そして、シンボル境界判定値算出部21が、 A/D 変換後のパイロットトーンのサンプリングデータを用いて、他の通信装置とのシンボル同期を確立するための演算を行う。

【0038】シンボル境界判定値算出器21では、上記パイロットトーンのサンプリングデータを用いて、シンボル境界の判定に必要な判定値を算出する。なお、同期トーン選択器23では、制御回路10の指示で、複数のトーンの中から少なくとも1本のパイロットトーンを選択する。選択されたパイロットトーンの周波数が、たとえば、シンボル周波数のM倍のトーン($M=2, 4, 6, 8$)であった場合、シンボル境界判定値算出器21では、過去 $S/F+CP=272$ 個のサンプルデータをバッファリングし、後述するシンボル境界判定値を算出する。ただし、ここでは、バッファの先頭の内容を D_0 とし、さらに、最後の内容を $D_{(S/F+CP)-1}$ とする。シンボル境界判定値は、新しいサンプルデータが得られる度に、最新の $S/F+CP=272$ 個のサンプルデータを用いて算出する。

【0039】つぎに、シンボル境界判定器22では、たとえば、過去 $S/F+CP=272$ 回分のシンボル境界判定値の最大値が、どのタイミングで発生したかを検索し、検索されたタイミングを用いてシンボル同期を確立する。

【0040】図5は、各通信装置間のシンボル同期の確立方法の具体例を示す図である。ここでは、パイロットトーンとして、たとえば、24倍トーン($24 \times$)が選択された場合($M=24$)について説明する。なお、パイロットトーンは、前述したように、シンボル同期単位に同相の信号である。

【0041】図5(a)は、複数トーンの合成波から、パイロットトーンだけを表現したものである。図5(a)において、パイロットトーン上の信号は、1シンボル期間内に25周期分(CP含む)の正弦波信号を含むため、1シンボルを $S/F+CP=272$ 点でサンプリングしている場合、16サンプルで1.5周期となり、16サンプル毎に符号が反転した値を持つ。

【0042】また、シンボル境界判定値算出器21では、新しいサンプルデータが得られる度に、最新の $S/F+CP=272$ 個のサンプルデータを用い、かつ16

サンプル単位に値を反転させて、同期加算を行う。すなわち、図示のとおり、16サンプル単位にサンプル値を反転させ、かつ1シンボル長の範囲で同期加算を行う。

【0043】図5(b)は、シンボル境界判定値の算出範囲を示す図であり、図5(c)は、同期加算結果の一例を示す図であり、図5(d)は、同期加算結果におけるサンプルデータの絶対値の加算結果、すなわち、シンボル境界判定値を示す図である。図示のように、シンボル境界判定値の算出範囲がAの場合(図5(b)参照)は、パイロットトーンの信号が強調され、振幅が1.7倍となる1.5周期分の同期加算結果を得ることができる(図5(c)A'参照)。また、この場合、シンボル境界判定値が最大となる(図5(d)参照)。そして、シンボル境界判定値の算出範囲がAからずれる程に、シンボル境界判定値が段階的に減少する。なお、選択されたパイロットトーン(M=24)以外のトーンの信号成分については、上記同期加算により打ち消され、その値が0となる。

【0044】一方、シンボル境界判定値の算出範囲がBの場合(図5(b)参照)は、2.72点の信号の前半(D₀~D₁₃₆)と後半(D₁₃₆~D₂₇₂)とが同相信号となるため、上記同期加算(16サンプル単位に反転)によりパイロットトーンの信号が相殺され、振幅が0となる1.5周期分の同期加算結果を得ることができる(図5(c)B'参照)。また、この場合、シンボル境界判定値が最小となる(図5(d)参照)。

【0045】そして、シンボル境界判定値算出器21からの出力を受け取ったシンボル境界判定器22では、1シンボル期間にわたるシンボル境界判定値が最大となるタイミングを検出し、これを、各通信装置間のシンボルタイミングとして使用する。

【0046】このように、各通信装置間でシンボル同期を確立する場合は、16n(nは自然数)+8を満たすパイロットトーン(トーン24, 40, 56, 72, 88)を用いてシンボル同期処理を行う。具体的にいうと、上記パイロットトーンに対して、1/17シンボル長(16サンプル)単位に値を反転させ、かつ1シンボル長範囲で、サンプリングデータの同期加算を行い、さらに、その同期加算結果におけるサンプリングポイントの絶対値の総和、すなわち、シンボル境界判定値、が最大となるタイミングを、各通信装置間のシンボルタイミングと定義する。

【0047】以上、ここまでの説明では、通信装置の基本動作、および各通信装置間のシンボル同期の確立方法、について説明してきた。以降の説明では、たとえば、「伝送レートおよび復調精度のさらなる向上」という観点から、自装置に送られてきた信号かどうかを判断するための構成、およびシンボル同期を確立するための構成、の改善を行った。具体的にいうと、図2にて示した物理層ヘッダ内のID(1シンボル分)を用いて、上

記の方法で生成したシンボルタイミングを補正する。

【0048】以降、伝送レートおよび復調精度を向上させるために追加した構成、およびその動作について説明する。まず、送信系の動作について説明する。たとえば、前述の説明では、通信装置に接続されたデータ処理装置から送信データが入力されると、後述の図2に示すフレーム処理後のフレームをマッピングし、そのマッピング結果をIFFT4へ出力していたが、本実施の形態では、さらに、直交符号割当回路3が、当該フレーム内の伝達経路を識別するためのコード、すなわち、通信相手を選定するためのコードである「ID」に対して、予め当該通信相手に割り当てられている所定の直交符号を乗算する。

【0049】図6は、上記直交符号の一例である32行×32列のアダマール系列を示す図である。なお、アダマール系列のn(0~31)行の要素をh(n)と呼び、m(0~31)列の要素をh(n, m)と呼ぶ。本実施の形態では、たとえば、トーン3からトーン98の96本のトーン(実際には、低速モードの予約トーン、パイロットトーンを除く)に、32ビットのアダマール系列をBPSKエンコードする。以下に、エンコード値t(n)を示す。

$$t(3m) = h(ID, m)$$
$$t(3m+1) = h(ID, m)$$
$$t(3m+2) = h(ID, m)$$
ただし、IDは0~31とする。

【0050】そして、IFFT4では、受け取ったすべてのトーンを逆フーリエ変換することで周波数軸データを時間軸データに変換する。

【0051】一方、通信装置の受信系では、送信側の通信装置から送られてきたすべてのマルチキャリアデータを、結合回路8を介して取り込み、A/D16が、アナログ/デジタル変換を行う。続いて、キャリア検出器17が、キャリアセンスおよびトーン検定によりキャリア検出用フィールドを検出する。ここで、キャリア検出器17の判定により、キャリア検出用の信号(AGC)があると判断された場合は、以降、後述のサンプリングデータを用いて、受信中のフレームが自装置に対するフレームであるかどうかを判断する。

【0052】具体的にいうと、まず、S/P15が、現在のシンボル同期クロックに基づいて、デジタルデータに変換されたシリアルデータ(フレーム内のIDの部分:1シンボル分)をパラレルデータに変換し、そのデータをFFT14へ出力する。このとき、S/P15では、当該IDに対応するサンプリングデータを、たとえば、シンボル同期クロックのタイミングと、その他、前後に2回のサンプリングタイミングで、パラレルデータに変換する。図7は、受信中のフレームにおけるIDのサンプリングタイミングと(a)参照、相関検出回路3における相関結果と(b)参照)、を示す図である。

【0053】その後、FFT14では、上記5種のパレルデータに対してそれぞれフーリエ変換を行うことにより、時間軸のマルチキャリア信号を周波数軸上のデータに変換し、それらの周波数軸データをそれぞれ相関検出回路13へ出力する。その後、相関検出回路13では、上記フレーム内の伝達経路を識別するためのコードである「ID」から、受信中のフレームが自装置に対するものであるかどうかを判断する。具体的にいうと、本実施の形態では、相関検出回路13が、当該フーリエ変換後の5種のデータに対して、予め自装置に割り当てられている図6に示す直交符号のいずれか1つを乗算することで、受信中のフレームが自装置に対するものであるかどうかを判断する。

【0054】さらに、相関検出回路13では、当該フーリエ変換後の5種のデータに対する相関検出処理（乗算）において、最も相関の高かったタイミングを正式なシンボルタイミングと定義し、そのタイミングから求められた補正量をシンボル境界判定器22に通知する。そして、シンボル境界判定器22では、当該補正量に基づいてシンボル同期クロックを補正し、以降は、補正後のシンボル同期クロックを正式なシンボル同期クロックとして出力する。

【0055】このように、本実施の形態においては、送信側の構成に、通信相手特定するための直交符号を割り当てる直交符号割当回路3を追加し、受信側の構成に、受信中のフレームが自装置宛のフレームかどうかを予め割り当てられた直交符号を用いて判断する相関検出回路を追加する。これにより、伝送路上の信号が自装置に送られてきた信号かどうかを、短いシンボル長で、かつ伝送レートを下げることなく、正確に判断することができる。また、サンプルクロックをずらしながら所定回数にわたって、IDフィールドに自装置のもつ直交符号を乗算し（相関検出）、当該乗算結果に基づいて高精度にシンボル同期クロックを補正する構成としたため、乗算器を付加しただけの簡易な構成で復調精度を大幅に向上させることができる。

【0056】

【発明の効果】以上、説明したとおり、本発明によれば、送信側の構成に、通信相手特定するための直交符号を割り当てる直交符号乗算手段を追加し、受信側の構成に、受信中のフレームが自装置宛のフレームかどうかを予め割り当てられた直交符号を用いて判断し、最終的にシンボル同期クロックの補正量を算出する補正量算出手段を追加した。これにより、伝送路上の信号が自装置に送られてきた信号かどうかを、短いシンボル長で、かつ伝送レートを下げることなく、正確に判断することができる。また、サンプルクロックをずらしながら所定回数にわたって、IDフィールドに自装置のもつ直交符号を乗算し（相関検出）、当該乗算結果に基づいて高精度にシ

ンボル同期クロックを補正する構成としたため、乗算器を付加しただけの簡易な構成で復調精度を大幅に向上させることが可能な通信装置を得ることができる、という効果を奏する。

【0057】つぎの発明によれば、通信相手特定するための直交符号を割り当てる直交符号乗算手段を追加した。これにより、受信側では、伝送路上の信号が自装置に送られてきた信号かどうかを、短いシンボル長で、かつ伝送レートを下げることなく、正確に判断することができる、という効果を奏する。

【0058】つぎの発明によれば、受信側の構成に、受信中のフレームが自装置宛のフレームかどうかを予め割り当てられた直交符号を用いて判断し、最終的にシンボル同期クロックの補正量を算出する補正量算出手段を追加した。これにより、伝送路上の信号が自装置に送られてきた信号かどうかを、短いシンボル長で、かつ伝送レートを下げることなく、正確に判断することができる、という効果を奏する。また、サンプルクロックをずらしながら所定回数にわたって、IDフィールドに自装置のもつ直交符号を乗算し（相関検出）、当該乗算結果に基づいて高精度にシンボル同期クロックを補正する構成としたため、乗算器を付加しただけの簡易な構成で復調精度を大幅に向上させることができる、という効果を奏する。

【0059】つぎの発明によれば、送信側に、通信相手特定するための直交符号を割り当てる直交符号乗算ステップを追加し、受信側に、受信中のフレームが自装置宛のフレームかどうかを予め割り当てられた直交符号を用いて判断し、最終的にシンボル同期クロックの補正量を算出する補正量算出ステップを追加した。これにより、伝送路上の信号が自装置に送られてきた信号かどうかを、短いシンボル長で、かつ伝送レートを下げることなく、正確に判断することができる、という効果を奏する。また、サンプルクロックをずらしながら所定回数にわたって、IDフィールドに自装置のもつ直交符号を乗算し（相関検出）、当該乗算結果に基づいて高精度にシンボル同期クロックを補正する処理としたため、乗算器を付加しただけの簡易な構成で復調精度を大幅に向上させることができる、という効果を奏する。

【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明にかかる通信装置の構成を示す図である。

【図2】 フレームごとの処理で生成されるフレームの構成を示す図である。

【図3】 データ通信に用いるトーンを示す図である。

【図4】 フレームの伝送路上の状態とFFTに入力されるシンボルの単位を示す図である。

【図5】 各通信装置間のシンボル同期の確立方法の具体例を示す図である。

【図6】 直交符号の一例である32行×32列のアダ

マール系列を示す図である。

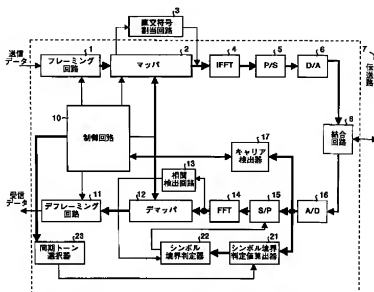
【図7】 受信中のフレームにおけるIDのサンプルタイミングと相関検出回路における相関結果とを示す図である。

【符号の説明】

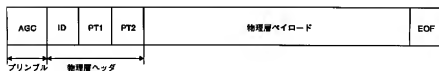
1 フレーミング回路、2 マップ、3 直交符号割当回路、4 逆高速フーリエ変換回路、5 パラレル/シリアル変換回路 (P/S)、6 デジタル/アナログ

変換回路 (D/A)、7 伝送路 (電力線)、8 結合回路、10 制御回路、11 デフレーミング回路、12 デマップ、13 相関検出回路、14 高速フーリエ変換回路、15 シリアル/パラレル変換回路 (S/P)、16 アナログ/デジタル変換回路 (A/D)、17 キャリア検出器、21 シンボル境界判定値算出器、22 シンボル境界判定器、23 同期トーン選択器。

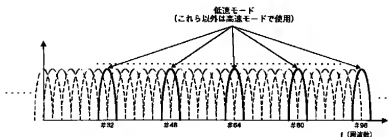
【図1】



【図2】



【図3】



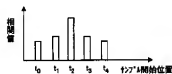
【图 7】



ID	データ



(b)

[illegible]

フロントページの続き

F ターム(参考) 5K004 AA05 FB06 FG02 FG04
5K022 DD01 DD13 DD18 DD19 DD33
DD42
5K047 AA01 GG45 HH02 HH15 MM44
MM45

Bibliography

DWPI Title

Spread-spectrum receiver used for mobile communication, generates common pilot symbol corresponding to auto-transmitter station, based on despreading and propagation path property estimation results

Original Title

SPREAD SPECTRUM RECEIVER

Assignee/Applicant

Standardized: **MITSUBISHI ELECTRIC CORP**

Original: **MITSUBISHI ELECTRIC CORP**

Inventor

SUZUKI TAKEO

Publication Date (Kind Code)

2002-03-15 (A)

Application Number / Date

JP2000259859A / 2000-08-29

Priority Number / Date / Country

JP2000259859A / 2000-08-29 / JP

Abstract

Abstract

PROBLEM TO BE SOLVED: To obtain a spread spectrum receiver that can be improved in the ratio of the signal power ratio to the interference power ratio with respect to a desired signal and, in addition, in reception characteristic.

SOLUTION: The spread spectrum receiver which receives signals from two or more transmitting stations is provided with subtracters 1 and 2 which subtract interference replicas from received signals, a reversely spreading sections 21 and 22 which reversely spread the desired signal based on the subtracted results of the subtracters 1 and 2, and propagation path characteristic estimating sections 23 and 24 which estimate the characteristics of propagation paths from the reversely spread results of the sections 21 and 22. The receiver is also provided with multiplying sections 25 and 26 which multiply the reversely spread results by the complex conjugate numbers of the estimated results of the characteristics of the propagation paths, common pilot symbol generators 5 and 6 which generate the common pilot symbols corresponding to their own transmitting stations, and multipliers 9 and 10 which multiply the common pilot symbols by diffused codes. In addition, the receiver is also provided with multipliers 7 and 8 which generate the interference replicas by multiplying the multiplied results of the multipliers 9 and 10 by the estimated results of the characteristics of the propagation paths.

(51)Int.Cl.⁷

識別記号

F I

テマコード*(参考)

H 0 4 J 13/04

H 0 4 B 7/005

5 K 0 2 2

H 0 4 B 7/005

H 0 4 L 7/00

C 5 K 0 4 6

H 0 4 L 7/00

H 0 4 J 13/00

G 5 K 0 4 7

審査請求 未請求 請求項の数 8 O L (全 13 頁)

(21)出願番号 特願2000-259859(P2000-259859)

(22)出願日 平成12年8月29日(2000.8.29)

(71)出願人 000006013

三菱電機株式会社

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号

(72)発明者 鈴木 健夫

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三

菱電機株式会社内

(74)代理人 100089118

弁理士 酒井 宏明

Fターム(参考) 5K022 ED01 EE14 EE36

5K046 AA05 BA07 CC28 EE06 EE57

5K047 AA01 AA16 BB01 BB05 CC01

GG27 HH15 LL06 MM03 MM13

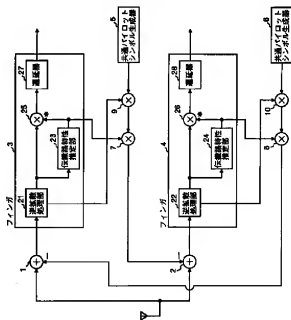
MM36

(54)【発明の名称】 スペクトル拡散受信装置

(57)【要約】

【課題】 所望信号に対する信号電力比対干渉電力比の向上、さらには受信特性の向上を実現可能なスペクトル拡散受信装置を得ること。

【解決手段】 2局以上の送信局から信号を受け取るスペクトル拡散受信装置において、受信信号から干渉レプリカを減算する減算器1、2と、減算結果に基づいて所望信号を逆拡散する逆拡散処理部21、22と、逆拡散結果から伝搬路特性を推定する伝搬路特性推定部23、24と、逆拡散結果と伝搬路特性推定結果の複素共役とを乗算する乗算器25、26と、自送信局に対応する共通パイロットシンボルを生成する共通パイロットシンボル生成器5、6と、共通パイロットシンボルに対して拡散符号を乗算する乗算器9、10と、当該乗算結果に対して伝搬路特性推定結果を乗算することで上記干渉レプリカを生成する乗算器7、8と、を備える構成とする。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 2局以上の送信局から共通パイロット信号と所望信号で構成される受信信号を受け取り、その後の処理を当該送信局単位に実行するスペクトル拡散受信装置において、

前記送信局単位に、

前記受信信号から、他の送信局からの共通パイロット信号のレプリカを減算する減算手段と、

当該減算結果に基づいて所望信号を逆拡散する逆拡散手段と、

当該逆拡散結果から伝搬路特性を推定する伝搬路特性推定手段と、

前記逆拡散結果と当該伝搬路特性推定結果の複素共役とを乗算する乗算手段と、

自送信局に対応する共通パイロットシンボルを生成する共通パイロットシンボル生成手段と、

前記自送信局に対応する共通パイロットシンボルに対して前記逆拡散手段にて使用した拡散符号を乗算し、さらに当該乗算結果に対して前記伝搬路特性推定結果を乗算し、他の送信局に対応する減算手段に入力するためのレプリカを生成するレプリカ生成手段と、

を備えることを特徴とするスペクトル拡散受信装置。

【請求項2】 前記レプリカ生成手段が生成する共通パイロットシンボルのレプリカに対して、定数値または受信条件に応じて設定可能な最適値を用いて重み付けを行うことを特徴とする請求項1に記載のスペクトル拡散受信装置。

【請求項3】 2局以上の送信局から共通パイロット信号と所望信号で構成される受信信号を受け取り、その後の処理を当該送信局単位に実行するスペクトル拡散受信装置において、

前記送信局単位に、

前記受信信号を逆拡散する逆拡散手段と、

当該逆拡散結果から伝搬路特性を推定する伝搬路特性推定手段と、

前記逆拡散結果と当該伝搬路特性推定結果の複素共役とを乗算する乗算手段と、

前記伝送路推定結果に基づいて、自送信局に対応する受信信号と他の送信局が送信する共通パイロット信号との相関成分を計算する相関成分計算手段と、

当該乗算後の信号から、他の相関成分計算手段にて計算された相関成分を減算する減算手段と、

を備えることを特徴とするスペクトル拡散受信装置。

【請求項4】 前記相関成分計算手段にて計算された相関成分に対して、定数値または受信条件に応じて設定可能な最適値を用いて重み付けを行うことを特徴とする請求項3に記載のスペクトル拡散受信装置。

【請求項5】 2局以上の送信局から共通パイロット信号と所望信号で構成される受信信号を受け取り、その後の処理を当該送信局単位に実行するスペクトル拡散受信

装置において、

前記送信局単位に、

前記受信信号から、他の送信局からの共通パイロット信号のレプリカを減算する減算手段と、

当該減算結果に基づいて所望信号を逆拡散する複数の逆拡散手段と、

当該各逆拡散結果から伝搬路特性を個別に推定する複数の伝搬路特性推定手段と、

前記各逆拡散結果とそれに対応する当該伝搬路特性推定結果の複素共役とを個別に乗算する複数の乗算手段と、自送信局に対応する共通パイロットシンボルを生成する共通パイロットシンボル生成手段と、

前記自送信局に対応する共通パイロットシンボルに対して前記逆拡散手段にて使用した共通の拡散符号を乗算し、さらに当該乗算結果に対して前記各伝搬路特性推定結果を個別に乗算し、各乗算結果を到来波の遅延分に応じて遅延加算すること、他の送信局に対応する減算手段に入力するためのレプリカを生成するレプリカ生成手段と、

を備えることを特徴とするスペクトル拡散受信装置。

【請求項6】 前記レプリカ生成手段が生成する共通パイロットシンボルのレプリカに対して、定数値または受信条件に応じて設定可能な最適値を用いて重み付けを行うことを特徴とする請求項5に記載のスペクトル拡散受信装置。

【請求項7】 2局以上の送信局から共通パイロット信号と所望信号で構成される受信信号を受け取り、その後の処理を当該送信局単位に実行するスペクトル拡散受信装置において、

前記送信局単位に、

前記受信信号を逆拡散する複数の逆拡散手段と、

当該各逆拡散結果から伝搬路特性を個別に推定する複数の伝搬路特性推定手段と、

前記各逆拡散結果とそれに対応する当該伝搬路特性推定結果の複素共役とを個別に乗算する乗算手段と、

当該各伝送路推定結果に基づいて、自送信局に対応する受信信号と他の送信局が送信する共通パイロット信号との相関成分を個別に計算する相関成分計算手段と、

当該各乗算結果から、他の相関成分計算手段にて計算された相関成分を個別に減算する複数の減算手段と、を備えることを特徴とするスペクトル拡散受信装置。

【請求項8】 前記相関成分計算手段にて個別に計算された各相関成分に対して、定数値または受信条件に応じて設定可能な最適値を用いて重み付けを行うことを特徴とする請求項7に記載のスペクトル拡散受信装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、自動車電話や携帯電話をはじめとする移動体通信、衛星通信、または屋内通信などで利用されるスペクトル拡散受信装置に関する

ものであり、特に、干渉成分を除去するための機能を備えたスペクトル拡散受信装置に関するものである。

【0002】

【従来の技術】以下、従来のスペクトル拡散受信装置について説明する。たとえば、スペクトル拡散方式では、各チャネルに異なる拡散符号を割り当て、全チャネルが同一周波数帯域を共有する。このような通信方式では、各チャネルに割り当てた拡散符号の相互相関により他チャネルの信号が干渉信号となるため、チャネル数の増加に伴って受信特性が劣化する。受信特性劣化の要因となる干渉信号としては、たとえば、マルチパス環境下における自チャネルのマルチパス信号成分や、同一局から送信される他チャネル信号およびそのマルチパス信号成分や、他局から送信される信号およびそのマルチパス信号成分、等がある。したがって、これらの干渉信号を除去することで、所望信号に対する信号電力対干渉電力比（SIR）が向上し、所望信号の受信特性を改善できる。

【0003】上記、干渉信号を除去可能な従来のスペクトル拡散装置としては、たとえば、特開平10-327122号公報に記載の「CDMA受信機」があり、ここでは、パイロット信号干渉除去技術を用いたスペクトル拡散受信装置が記載されている。

【0004】上記従来のスペクトル拡散受信装置は、マルチパス環境下において、所望信号と非直交関係にあるマルチパス信号のなかから共通パイロット信号成分を差し引く。共通パイロット信号成分は、受信信号全電力に占める比率が高いため、これだけでも所望ユーザ信号の受信特性改善効果は大きい。なお、共通パイロット信号は、スペクトル拡散受信機にとって既知であるため、干渉レプリカ生成における仮判定が不要となる。

【0005】図5は、従来のスペクトル拡散受信装置の構成を示す図である。なお、ここでは、2フィンガの場合を一例として説明する。図5において、101は受信信号であり、102、103はオンタイムセレクト（OTS）であり、104、105は差分器であり、106、107はフィンガであり、108はDSPであり、111、112は逆拡散部であり、113は伝搬路推定部であり、114は乗算器であり、115はパイロット信号生成部である。

【0006】まず、OTS102では、オーバーサンブルされた受信信号101を受け取り、オーバーサンブル点のなかから1点を選択し、その選択結果を出力する。つぎに、マルチパス受信信号をそれぞれ割り当てられたフィンガ106および107では、それぞれ受信信号の逆拡散処理、伝搬路推定処理、および復調処理を行う。なお、フィンガ106およびフィンガ107は、個別にパイロット信号生成部115を備える。

【0007】各パイロット信号生成部では、伝搬路推定処理において推定された受信信号の減衰、位相、および

パス遅延情報を用いて、個々のフィンガで復調した受信チャネルに対応する共通パイロット信号のレプリカを生成する。ただし、共通パイロットシンボルは、スペクトル拡散受信装置にとって既知である。そして、各パイロット信号再生部で生成したパイロット信号成分のレプリカ、すなわち、他のマルチパス受信信号に対応するパイロット信号成分のレプリカ、を受け取った各差分器では、各OTSの出力から当該他のマルチパス受信信号に対応するパイロット信号成分のレプリカを減算する。

【0008】このように、従来のスペクトル拡散受信装置では、干渉成分となるマルチパスの共通パイロット信号成分が除去される。すなわち、フィンガ（0）に割り当てられた受信信号からはフィンガ（1）が受け取る共通パイロット信号成分を除去し、同時に、フィンガ（1）に割り当てられた受信信号からはフィンガ（0）が受け取る共通パイロット信号成分を除去する。

【0009】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、上記、従来のスペクトル拡散受信装置では、干渉成分除去対象が所望信号と同一局から送信された共通パイロット信号成分のマルチパス成分であるため、パイロット信号以外の干渉成分が存在するような場合、受信信号からその干渉成分を除去することができず、受信特性を低下させる、という問題があった。

【0010】また、パイロット信号以外の干渉成分が存在する場合としては、たとえば、2つ以上の送信局から送信信号を同時受信するような状況も考えられる。この場合、他の送信局の送信信号が干渉信号となり、受信特性を劣化させる。しかしながら、上記従来のスペクトル拡散受信装置においては、所望信号を送信する送信局以外の送信局からの送信信号成分を除去するための手段を持っていないため、受信特性を改善できない、という問題があった。

【0011】また、従来のスペクトル拡散受信装置では、フィンガ単位にパイロット信号を再生するため、フィンガ数と同数のパイロット信号再生部が必要となる。その結果、回路規模が大きくなり、消費電力も増大する、という問題があった。

【0012】本発明は、上記に鑑みてなされたものであって、他局からの共通パイロット信号およびそのマルチパス成分による干渉成分を除去することで、所望信号に対する信号電力比対干渉電力比の向上、さらには受信特性の向上を実現可能なスペクトル拡散受信装置を得ることを目的とする。

【0013】

【課題を解決するための手段】上述した課題を解決し、目的を達成するために、本発明にかかるスペクトル拡散受信装置においては、2局以上の送信局から共通パイロット信号と所望信号で構成される受信信号を受け取り、その後の処理を当該送信局単位に実行する構成とし、さ

らに、前記送信局単位に、前記受信信号から、他の送信局からの共通パイロット信号のレプリカを減算する減算手段（後述する実施の形態の減算器1、2に相当）と、当該減算結果に基づいて所望信号を逆拡散する逆拡散手段（逆拡散処理部21、22に相当）と、当該逆拡散結果から伝搬路特性を推定する伝搬路特性推定手段（伝搬路特性推定部23、24に相当）と、前記逆拡散結果と当該伝搬路特性推定結果の複素共役とを乗算する乗算手段（乗算部25、26に相当）と、自送信局に対応する共通パイロットシンボルを生成する共通パイロットシンボル生成手段（共通パイロットシンボル生成器5、6に相当）と、前記自送信局に対応する共通パイロットシンボルに対して前記逆拡散手段にて使用した拡散符号を乗算し、さらに当該乗算結果に対して前記伝搬路特性推定結果を乗算し、他の送信局に対応する減算手段に入力するためのレプリカを生成するレプリカ生成手段（乗算器7および乗算器9、または乗算器8および乗算器10に相当）と、を備えることを特徴とする。

【0014】つぎの発明にかかるスペクトル拡散受信装置にあっては、前記レプリカ生成手段が生成する共通パイロットシンボルのレプリカに対して、定数値または受信条件に応じて設定可能な最適値を用いて重み付けを行うことを特徴とする。

【0015】つぎの発明にかかるスペクトル拡散受信装置にあっては、2局以上の送信局から共通パイロット信号と所望信号で構成される受信信号を受け取り、その後の処理を当該送信局単位に実行する構成とし、前記送信局単位に、前記受信信号を逆拡散する逆拡散手段と、当該逆拡散結果から伝搬路特性を推定する伝搬路特性推定手段と、前記逆拡散結果と当該伝搬路特性推定結果の複素共役とを乗算する乗算手段と、前記伝送路推定結果に基づいて、自送信局に対応する受信信号と他の送信局が送信する共通パイロット信号との相関成分を計算する相関成分計算手段（相関成分計算機33、34に相当）と、当該乗算後の信号から、他の相関成分計算手段にて計算された相関成分を減算する減算手段（減算器31、32に相当）と、を備えることを特徴とする。

【0016】つぎの発明にかかるスペクトル拡散受信装置にあっては、前記相関成分計算手段にて計算された相関成分に対して、定数値または受信条件に応じて設定可能な最適値を用いて重み付けを行うことを特徴とする。

【0017】つぎの発明にかかるスペクトル拡散受信装置にあっては、2局以上の送信局から共通パイロット信号と所望信号で構成される受信信号を受け取り、その後の処理を当該送信局単位に実行する構成とし、前記送信局単位に、前記受信信号から、他の送信局からの共通パイロット信号のレプリカを減算する減算手段と、当該減算結果に基づいて所望信号を逆拡散する複数の逆拡散手段と、当該各逆拡散結果から伝搬路特性を個別に推定する複数の伝搬路特性推定手段と、前記各逆拡散結果とそ

れに対応する当該伝搬路特性推定結果の複素共役とを個別に乗算する複数の乗算手段と、自送信局に対応する共通パイロットシンボルを生成する共通パイロットシンボル生成手段と、前記自送信局に対応する共通パイロットシンボルに対して前記逆拡散手段にて使用した共通の拡散符号を乗算し、さらに当該乗算結果に対して前記各伝搬路特性推定結果を個別に乗算し、各乗算結果と到来波の遅延分に応じて遅延加算することで、他の送信局に対応する減算手段に入力するためのレプリカを生成するレプリカ生成手段（乗算器7、乗算器9、遅延器41および加算器43、または乗算器8、乗算器10、遅延器42、加算器44に相当）と、を備えることを特徴とする。

【0018】つぎの発明にかかるスペクトル拡散受信装置にあっては、前記レプリカ生成手段が生成する共通パイロットシンボルのレプリカに対して、定数値または受信条件に応じて設定可能な最適値を用いて重み付けを行うことを特徴とする。

【0019】つぎの発明にかかるスペクトル拡散受信装置にあっては、2局以上の送信局から共通パイロット信号と所望信号で構成される受信信号を受け取り、その後の処理を当該送信局単位に実行する構成とし、前記送信局単位に、前記受信信号を逆拡散する複数の逆拡散手段と、当該各逆拡散結果から伝搬路特性を個別に推定する複数の伝搬路特性推定手段と、前記各逆拡散結果とそれに対応する当該伝搬路特性推定結果の複素共役とを個別に乗算する乗算手段と、前記各伝送路推定結果に基づいて、自送信局に対応する受信信号と他の送信局が送信する共通パイロット信号との相関成分を個別に計算する相関成分計算手段（相関成分計算機33a、34aに相当）と、当該各乗算結果から、他の相関成分計算手段にて計算された相関成分を個別に減算する複数の減算手段と、を備えることを特徴とする。

【0020】つぎの発明にかかるスペクトル拡散受信装置にあっては、前記相関成分計算手段にて個別に計算された各相関成分に対して、定数値または受信条件に応じて設定可能な最適値を用いて重み付けを行うことを特徴とする。

【0021】

【発明の実施の形態】以下に、本発明にかかるスペクトル拡散受信装置の実施の形態を図面に基づいて詳細に説明する。なお、この実施の形態によりこの発明が限定されるものではない。

【0022】実施の形態1 図1は、本発明にかかるスペクトル拡散受信装置の実施の形態1の構成を示す図である。ここでは、2つのフィンガでそれぞれ別の送信局からの信号を受け取る場合について説明する。

【0023】図1において、1、2は減算器であり、3、4はフィンガであり、5、6は共通パイロットシンボル生成器であり、7、8、9、10は乗算器である。

また、フィング3および4において、21、22は所望信号の逆拡散処理部であり、23、24は伝搬路特性推定部であり、25、26は乗算器であり、27、28は遅延器である。

【0024】上記スペクトル拡散受信装置は、たとえば、2局以上の送信局からの送信信号を同時に受信する。すなわち、上記2つ以上の送信局が、スペクトル拡散受信装置に対する所望信号と、共通パイロット信号と、符号多重した上で送信し、上記スペクトル拡散受信装置が、各送信局からの共通パイロット信号と所望信号とを受け取り、各共通パイロット信号のレプリカを個別に生成する。

【0025】以上、上記のように構成されるスペクトル拡散受信装置の動作を説明する。ここでは、説明の便宜上、スペクトル拡散受信装置が2つの異なる送信局から信号を受信する場合について説明する。まず、減算器1では、受信信号と後述する他局の干渉レプリカとを受け取り、その減算結果を出力する。一方、減算器2でも、受信信号と他局の干渉レプリカとを受け取り、その減算結果を出力する。

【0026】減算器1からの減算結果を受け取ったフィング3では、まず、逆拡散処理部21が、当該減算結果に基づいて所望信号の逆拡散処理結果を出力する。つぎに、伝搬路特性推定部23が、上記逆拡散処理結果から伝搬路特性を推定し、その推定結果を出力する。最後に、乗算器25が、上記所望信号の逆拡散処理結果と上記推定結果の複素共役とを乗算し、その乗算結果を、遅延器27を介して出力する。一方、減算器2からの減算結果を受け取ったフィング4では、まず、逆拡散処理部22が、当該減算結果に基づいて所望信号の逆拡散処理結果を出力する。つぎに、伝搬路特性推定部24が、上記逆拡散処理結果から伝搬路特性を推定し、その推定結果を出力する。最後に、乗算器26が、上記所望信号の逆拡散処理結果と上記推定結果の複素共役とを乗算し、その乗算結果を、遅延器28を介して出力する。

【0027】また、共通パイロットシンボル生成器5では、フィング3が対応する送信局の共通パイロットシンボルを生成し、さらに、ここで生成された共通パイロットシンボルには、乗算器9にて拡散符号が乗算される。そして、乗算器7では、乗算器9の乗算結果に前記伝搬路特性推定結果を乗算し、当該乗算結果として、減算器2に入力するための干渉レプリカを出力する。一方、共通パイロットシンボル生成器6では、フィング4が対応する送信局の共通パイロットシンボルを生成し、さらに、ここで生成された共通パイロットシンボルには、乗算器10にて拡散符号が乗算される。そして、乗算器8では、乗算器10の乗算結果に前記伝搬路特性推定結果を乗算し、当該乗算結果として、減算器1に入力するための干渉レプリカを出力する。

【0028】このように、本実施の形態においては、各

フィングが、受信信号から他局が送信した共通パイロットシンボルのレプリカを除去した信号、すなわち、干渉成分除去後の信号、を処理するため、その結果、信号電力対干渉電力比（SIR）を向上させることができ、さらには所望信号の受信特性を向上させることもできる。

【0029】また、本実施の形態においては、従来のスペクトル拡散受信装置と比較して、共通パイロットシンボル生成器5、6と乗算器7、8、9、10と減算器1、2を追加することにより、それぞれの干渉レプリカを生成する。具体的にいうと、2局からの送信信号を受信するスペクトル拡散受信装置では、既知の共通パイロット信号、および所望信号の拡散符号および伝搬路推定情報、を復調処理に使用しているため、干渉レプリカの生成にあたり新たにH/Wを設けることなく、当該既知の共通パイロット信号、拡散符号および伝搬路推定情報を流用して干渉レプリカ信号を生成する。これにより、本実施の形態においては、小規模なH/W観測および少ない消費電力で干渉成分を除去できる。

【0030】また、本実施の形態においては、受信信号から干渉レプリカを除去することにより、伝搬路推定精度が向上し、さらに、その後に生成する干渉レプリカの精度も向上する。すなわち、上記フィードバック動作を繰り返し実施した場合は、干渉レプリカの除去効果を向上させることができるため、干渉除去を実施せずに干渉レプリカを算出した場合と比較して、大幅に受信特性を向上させることができる。

【0031】実施の形態2、実施の形態2においては、前述の共通パイロットシンボル生成器5および6出力のパイロットシンボル値に定数 α を乗算する。ただし、定数 α は、0以上1.0未満の値であり、たとえば、定数値、または受信条件に応じて設定する最適値である。なお、装置の構成については前述の実施の形態1と同様であるため、その説明を省略する。

【0032】このように、本実施の形態においては、前述の実施の形態1と同様の効果が得られるとともに、さらに、各パイロットシンボル生成器の出力がパイロットシンボル値に定数 α を乗算した値であるため、干渉レプリカ信号の精度が劣化した場合においても、受信信号から干渉レプリカ信号を減算する処理において、干渉レプリカ信号の精度劣化による誤差の影響を抑制することができ、その結果、受信特性の劣化を防止できる。また、変数 α が上記最適値である場合は、変数 α が固定値である場合よりも干渉成分除去が効果的に実現できるため、さらに受信特性を向上させることができる。

【0033】実施の形態3、図2は、本発明にかかるスペクトル拡散受信装置の実施の形態3の構成を示す図である。ここでは、2つのフィングでそれぞれ別の送信局から信号を受け取る場合について説明する。なお、前述の実施の形態1と同様の構成については、同一の符号を付してその説明を省略する。

【0034】図2において、3a, 4aはフィンガであり、31, 32は減算器であり、33, 34は相関成分計算器である。上記スペクトル拡散受信装置は、たとえば、2局以上の送信局からの送信信号を同時に受信する。すなわち、上記2つ以上の送信局が、スペクトル拡散受信装置に対する所望信号と、共通パイロット信号と、を符号多重した上で送信し、上記スペクトル拡散受信装置が、各送信局からの共通パイロット信号と所望信号とを受け取り、各受信信号と他局の送信する共通パイロット信号との相関成分を計算する。

【0035】以下、上記のように構成されるスペクトル拡散受信装置の動作を説明する。なお、ここでは、前述の実施の形態1と異なる動作についてのみ説明を行う。たとえば、受信信号を受け取ったフィンガ3aでは、まず、逆拡散処理部21が、当該減算結果に基づいて所望信号の逆拡散処理結果を出力する。つぎに、伝搬路特性推定部23が、上記逆拡散処理結果から伝搬路特性を推定し、その推定結果を出力する。つぎに、乗算器25が、上記所望信号の逆拡散処理結果と上記推定結果の複素共役とを乗算し、その乗算結果を出力する。最後に、減算器31が、当該乗算結果から、他局が送信した共通パイロットシンボルの相関成分を減算し、その減算結果を、遅延器27を介して出力する。

【0036】一方、受信信号を受け取ったフィンガ4aでは、まず、逆拡散処理部22が、当該減算結果に基づいて所望信号の逆拡散処理結果を出力する。つぎに、伝搬路特性推定部24が、上記逆拡散処理結果から伝搬路特性を推定し、その推定結果を出力する。つぎに、乗算器26が、上記所望信号の逆拡散処理結果と上記推定結果の複素共役とを乗算し、その乗算結果を出力する。最後に、減算器32が、当該乗算結果から、他局が送信した共通パイロットシンボルの相関成分を減算し、その減算結果を、遅延器28を介して出力する。

【0037】また、相関成分計算器33では、伝搬路特性推定部23出力の伝搬路特性推定結果に基づいて、フィンガ3aにて受信する基地局が送信する共通パイロット信号がフィンガ4aの受信信号に与える影響、すなわち、その相関成分を計算する。一方、相関成分計算器34では、伝搬路特性推定部24出力の伝搬路特性推定結果に基づいて、フィンガ4aにて受信する基地局が送信する共通パイロット信号がフィンガ3aの受信信号に与える影響、すなわち、その相関成分を計算する。

【0038】このように、本実施の形態においては、前述の実施の形態1と同様の効果が得られるとともに、各フィンガが、逆拡散信号から、他局が送信した共通パイロットシンボルの相関成分を除去するため、その結果、信号電力対干渉電力比(SIR)および受信特性をさらに大幅に向上させることができる。

【0039】また、本実施の形態においては、従来のスペクトル拡散受信装置と比較して、相関成分計算器3

3, 34と減算器31, 32を追加することにより、干渉成分を除去する。具体的にいうと、2局からの送信信号を受信するスペクトル拡散受信装置では、既知の共通パイロット信号、所望信号の拡散符号および伝搬路推定情報、を復調処理に使用しているため、上記相関成分の計算にあたり新たにH/Wを設けることなく、当該既知の共通パイロット信号、拡散符号および伝搬路推定情報を流用する。また、共通パイロットシンボルが既知であるため、受信信号から逆拡散して復調する必要があるなく、共通パイロットシンボル復調回路が不要となる。これにより、本実施の形態においては、小規模なH/W規模および少ない消費電力で干渉成分を除去できる。

【0040】また、実施の形態1では干渉レプリカ信号の除去処理がチップレートであったのに対し、本実施の形態においては、相関成分の除去処理がシンボルレートであり、動作レートが低減できるため、処理量および消費電力をさらに大幅に低減できる。

【0041】実施の形態4. 実施の形態4においては、前述の相関成分計算器33および34出力の相関成分に定数 α を乗算する。ただし、定数 α は、0以上1.0未満の値であり、たとえば、定数値、または受信条件に応じて設定する最適値である。なお、装置の構成については前述の実施の形態3と同様であるため、その説明を省略する。

【0042】このように、本実施の形態においては、前述の実施の形態3と同様の効果が得られるとともに、さらに、各相関成分計算器の出力が相関成分に定数 α を乗算した値であるため、相関成分の精度が劣化した場合においても、逆拡散信号から相関成分を減算する処理において、相関成分の精度劣化による誤差の影響を低減することができ、その結果、受信特性の劣化を防止できる。また、変数 α が上記最適値である場合は、変数が固定値である場合より干渉成分除去が効果的に実現できるため、さらに受信特性を向上させることができる。

【0043】実施の形態5. 図3は、本発明にかかるスペクトル拡散受信装置の実施の形態5の構成を示す図である。ここでは、3つ以上のフィンガを単位として、それぞれ別の送信局から信号を受け取る場合について説明する。なお、前述の実施の形態1と同様の構成については、同一の符号を付してその説明を省略する。

【0044】図3において、3b, 4bはフィンガ群を構成するフィンガであり、41, 42は遅延器であり、43, 44は加算器である。なお、フィンガ3b、フィンガ3bと同一の送信局からの信号を処理するフィンガ、フィンガ4b、およびフィンガ4bと同一の送信局からの信号を処理するフィンガ、の内部構成は、前述のフィンガ3, 3a, 4および4aと同一である。上記スペクトル拡散受信装置は、たとえば、2局以上の送信局からの送信信号を同時に受信する。すなわち、上記2つ以上の送信局が、スペクトル拡散受信装置に対する所望

信号と、共通パイロット信号と、を符号多重した上で送信し、上記スペクトル拡散受信装置が、各送信局からの共通パイロット信号と所望信号とを受け取り、各共通パイロット信号のレプリカを個別に生成し、当該レプリカを共通パイロット信号の到来波に応じて遅延加算する。

【0045】以下、上記のように構成されるスペクトル拡散受信装置の動作を説明する。ここでは、説明の便宜上、スペクトル拡散受信装置が2つの異なる送信局から信号を受信する場合について説明する。まず、減算器1では、受信信号と後述する他局の干渉レプリカ（遅延加算後の干渉レプリカ）を受け取り、その減算結果を出力する。一方、減算器2でも、受信信号と他局の干渉レプリカ（遅延加算後の干渉レプリカ）とを受け取り、その減算結果を出力する。

【0046】減算器1からの減算結果を受け取ったフィンガ3bおよびフィンガ3bと同一の送信局からの信号を処理するフィンガでは、まず、遅延散処理部21が、当該減算結果に基づいて所望信号の遅延散処理結果を出力する。つぎに、伝搬路特性推定部23が、上記遅延散処理結果から伝搬路特性を推定し、その推定結果を出力する。最後に、乗算器25が、上記所望信号の遅延散処理結果と上記推定結果の複素共役とを乗算し、その乗算結果を、遅延器27を介して出力する。一方、減算器2からの減算結果を受け取ったフィンガ4bおよびフィンガ4bと同一の送信局からの信号を処理するフィンガでは、まず、遅延散処理部22が、当該減算結果に基づいて所望信号の遅延散処理結果を出力する。つぎに、伝搬路特性推定部24が、上記遅延散処理結果から伝搬路特性を推定し、その推定結果を出力する。最後に、乗算器26が、上記所望信号の遅延散処理結果と上記推定結果の複素共役とを乗算し、その乗算結果を、遅延器28を介して出力する。

【0047】また、共通パイロットシンボル生成器5では、フィンガ3aおよびフィンガ3bと同一の送信局からの信号を処理するフィンガが対応する送信局の共通パイロットシンボルを生成し、さらに、ここで生成された共通パイロットシンボルには、乗算器9にて拡散符号が乗算される。また、各フィンガに個別に対応する乗算器7では、乗算器9の乗算結果に前記各伝搬路特性推定結果を個別に乗算し（各到来波に対応する干渉レプリカ生成）、さらに、各フィンガに個別に対応する遅延器41では、当該各乗算結果を到来波の遅延分だけ遅延させる。そして、加算器43では、当該各遅延後の信号を加算し、当該加算結果として、減算器2に入力するための干渉レプリカ（各到来波に対応する干渉レプリカの合計）を出力する。

【0048】一方、共通パイロットシンボル生成器6では、フィンガ4bおよびフィンガ4bと同一の送信局からの信号を処理するフィンガが対応する送信局の共通パイロットシンボルを生成し、さらに、ここで生成された

共通パイロットシンボルには、乗算器10にて拡散符号が乗算される。また、各フィンガに個別に対応する乗算器8では、乗算器10の乗算結果に前記伝搬路特性推定結果を個別に乗算し（各到来波に対応する干渉レプリカ生成）、さらに、各フィンガに個別に対応する遅延器42では、当該各乗算結果を到来波の遅延分だけ遅延させる。そして、加算器44では、当該各遅延後の信号を加算し、当該加算結果として、減算器1に入力するための干渉レプリカ（各到来波に対応する干渉レプリカの合計）を出力する。

【0049】このように、本実施の形態においては、各フィンガが、受信信号から他局が送信した共通パイロットシンボルのレプリカを除去した信号、すなわち、干渉成分除去後の信号、を処理するため、その結果、信号電力対干渉電力比（SIR）を向上させることができ、さらに所望信号の受信特性を向上させることもできる。

【0050】また、本実施の形態においては、従来のスペクトル拡散受信装置と比較して、共通パイロットシンボル生成器5、6と乗算器7、8、9、10と遅延器41、42と加算器43、44と減算器1、2を追加することにより、それぞれの干渉レプリカを生成する。具体的にいうと、2局からの送信信号を受信するスペクトル拡散受信装置では、既知の共通パイロット信号、および所望信号の拡散符号および伝搬路推定情報、を後述の処理に使用しているため、干渉レプリカの生成にあたり新たにH/Wを設けることなく、当該既知の共通パイロット信号、拡散符号および伝搬路推定情報を利用して干渉レプリカ信号を生成する。これにより、本実施の形態においては、小規模なH/W規模および少ない消費電力でより精度良く干渉成分を除去できる。

【0051】また、本実施の形態においては、受信信号から干渉レプリカを除去することにより、伝搬路推定精度が向上し、さらに、その後に生成する干渉レプリカの精度も向上する。すなわち、上記フィードバック動作を繰り返し実施した場合は、干渉レプリカの除去効果を向上させることができるため、干渉除去を実施せずに干渉レプリカを算出した場合と比較して、大幅に受信特性を向上させることができる。

【0052】実施の形態6、実施の形態6においては、前述の共通パイロットシンボル生成器5および6出力のパイロットシンボル値に定数 α を乗算する。ただし、定数 α は、0以上1、0未満の値であり、たとえば、定数値、または受信条件に応じて設定する最適値である。なお、装置の構成については前述の実施の形態5と同様であるため、その説明を省略する。

【0053】このように、本実施の形態においては、前述の実施の形態5と同様の効果が得られるとともに、さらに、各パイロットシンボル生成器の出力がパイロットシンボル値に定数 α を乗算した値であるため、干渉レプリカ信号の精度が劣化した場合においても、受信信号か

ら干渉レプリカ信号を減算する処理において、干渉レプリカ信号の精度劣化による誤差の影響を抑制することができる。その結果、受信特性の劣化を防止できる。また、変数 α が上記最適値である場合は、変数 α が固定値である場合よりも干渉成分除去が効果的に実現できるため、さらに受信特性を向上させることができる。

【0054】実施の形態7、図4は、本発明にかかるスペクトル拡散受信装置の実施の形態7の構成を示す図である。ここでは、3つ以上のフィンガを単位として、それぞれ別の送信局から信号を受け取る場合について説明する。なお、前述の実施の形態1〜6と同様の構成については、同一の符号を付してその説明を省略する。

【0055】図4において、3c、4cはフィンガ群を構成するフィンガであり、33a、34aは相関成分計算器である。上記スペクトル拡散受信装置は、たとえば、2局以上の送信局からの送信信号を同時に受信する。すなわち、上記2つ以上の送信局が、スペクトル拡散受信装置に対する所望信号と、共通パイロット信号と、を符号多重した上で送信し、上記スペクトル拡散受信装置が、各送信局からの共通パイロット信号と所望信号とを受け取り、フィンガ単位に、すなわち、所望信号の到来波単位に、各受信信号と他局の送信する共通パイロット信号との相関成分を計算する。

【0056】以下、上記のように構成されるスペクトル拡散受信装置の動作を説明する。なお、ここでは、前述の実施の形態5と異なる動作についての説明を行う。たとえば、受信信号を受け取ったフィンガ3cおよびフィンガ3cと同一の送信局からの信号を処理するフィンガでは、まず、逆拡散処理部21が、当該減算結果に基づいて所望信号の逆拡散処理結果を出力する。つぎに、伝搬路特性推定部23が、上記逆拡散処理結果から伝搬路特性を推定し、その推定結果を出力する。つぎに、乗算器25が、上記所望信号の逆拡散処理結果と上記推定結果の複素共役とを乗算し、その乗算結果を出力する。最後に、減算器31が、当該乗算結果から、他局が送信した共通パイロットシンボルの相関成分を減算し、その減算結果を、遅延器27を介して出力する。

【0057】一方、受信信号を受け取ったフィンガ4cおよびフィンガ4cと同一の送信局からの信号を処理するフィンガでは、まず、逆拡散処理部22が、当該減算結果に基づいて所望信号の逆拡散処理結果を出力する。つぎに、伝搬路特性推定部24が、上記逆拡散処理結果から伝搬路特性を推定し、その推定結果を出力する。つぎに、乗算器26が、上記所望信号の逆拡散処理結果と上記推定結果の複素共役とを乗算し、その乗算結果を出力する。最後に、減算器32が、当該乗算結果から、他局が送信した共通パイロットシンボルの相関成分を減算し、その減算結果を、遅延器28を介して出力する。

【0058】また、相関成分計算器33aでは、各フィンガに個別に対応する伝搬路特性推定部23出力の伝搬

路特性推定結果に基づいて、フィンガ3cにて受信する基地局が送信する共通パイロット信号がフィンガ4cの受信信号に与える影響、すなわち、その相関成分を、フィンガ単位に個別に計算する。一方、相関成分計算器34aでは、各フィンガに個別に対応する伝搬路特性推定部24出力の伝搬路特性推定結果に基づいて、フィンガ4cにて受信する基地局が送信する共通パイロット信号がフィンガ3cの受信信号に与える影響、すなわち、その相関成分を、フィンガ単位に個別に計算する。

【0059】このように、本実施の形態においては、前述の実施の形態5と同様の効果が得られるとともに、各フィンガが、逆拡散信号から、他局が送信した共通パイロットシンボルの相関成分を除去するため、その結果、信号電力対干渉電力比（SIR）および受信特性をさらに大幅に向上させることができる。

【0060】また、本実施の形態においては、従来のスペクトル拡散受信装置と比較して、相関成分計算器33a、34aと減算器31、32を追加することにより、干渉成分を除去する。具体的にいうと、2局からの送信信号を受信するスペクトル拡散受信装置では、既知の共通パイロット信号、所望信号の拡散符号および伝搬路推定情報、を復調処理に使用しているため、上記相関成分の計算にあたり新たにH/Wを設けることなく、当該既知の共通パイロット信号、拡散符号および伝搬路推定情報を流用する。また、共通パイロットシンボルが既知であるため、受信信号から逆拡散して仮判定する必要がなく、共通パイロットシンボル仮判定回路が不要となる。これにより、本実施の形態においては、小規模なH/W規模および少ない消費電力で干渉成分を除去できる。

【0061】また、実施の形態5では干渉レプリカ信号の除去処理がチップレートであったのに対し、本実施の形態においては、相関成分の除去処理がシンボレートであり、動作レートが低減できるため、処理量および消費電力をさらに大幅に低減できる。

【0062】実施の形態8、実施の形態8においては、前述の相関成分計算器33aおよび34a出力の相関成分に定数 α を乗算する。ただし、定数 α 、0以上1.0未満の値であり、たとえば、定数値、または受信条件に応じて設定する最適値である。なお、装置の構成については前述の実施の形態7と同様であるため、その説明を省略する。

【0063】このように、本実施の形態においては、前述の実施の形態7と同様の効果が得られるとともに、さらに、各相関成分計算器の出力が相関成分に定数 α を乗算した値であるため、相関線分の精度が劣化した場合においても、逆拡散信号から相関成分を減算する処理において、相関成分の精度劣化による誤差の影響を低減することができる。その結果、受信特性の劣化を防止できる。また、変数 α が上記最適値である場合は、変数 α が固定値である場合よりも干渉成分除去が効果的に実現できる

ため、さらに受信特性を向上させることができる。

【0064】

【発明の効果】以上、説明したとおり、本発明によれば、各フィンガ（逆拡散手段、伝搬路特性推定手段、乗算手段に対応）が、受信信号から他局が送信した共通パイロットシンボルのレプリカを除去した信号、すなわち、干渉成分除去後の信号、を処理するため、その結果、信号電力対干渉電力比（SIR）を向上させることができ、さらには所望信号の受信特性を向上させることもできる、という効果を奏する。また、新たにH/Wを設けることなく、当該既知の共通パイロット信号、拡散符号および伝搬路推定情報を流用して干渉レプリカ信号を生成するため、小規模なH/W規模および少ない消費電力で干渉成分を除去できる、という効果を奏する。また、受信信号から干渉レプリカを除去し、その後、除去後の信号を用いて再度干渉レプリカを生成するような、フィードバック動作を繰り返して実施した場合は、干渉除去を実施せずに干渉レプリカを算出した場合と比較して、大幅に受信特性を向上させることができる、という効果を奏する。

【0065】つぎの発明によれば、さらに、各パイロットシンボル生成手段の出力がパイロットシンボル値に対して、たとえば、定数 α を乗算した値であるため、干渉レプリカ信号の精度が劣化した場合においても、干渉レプリカ信号の精度劣化による誤差の影響を抑制することができる、その結果、受信特性の劣化を防止できる、という効果を奏する。また、変数 α が上記最適値である場合は、変数 α が固定値である場合よりも干渉成分除去が効果的に実現できるため、さらに受信特性を向上させることができる、という効果を奏する。

【0066】つぎの発明によれば、各フィンガ（逆拡散手段、伝搬路特性推定手段、乗算手段、減算手段に対応）が、逆拡散信号から、他局が送信した共通パイロットシンボルの相関成分を除去するため、信号電力対干渉電力比（SIR）および受信特性をさらに大幅に向上させることができる、という効果を奏する。また、新たにH/Wを設けることなく、当該既知の共通パイロット信号、拡散符号および伝搬路推定情報を流用する構成としたため、小規模なH/W規模および少ない消費電力で干渉成分を除去できる、という効果を奏する。また、相関成分の除去処理がシンボルレートであり、動作レートが低減できるため、処理量および消費電力をさらに大幅に低減できる、という効果を奏する。

【0067】つぎの発明によれば、さらに、各相関成分計算手段の出力が相関成分に対して、たとえば、定数 α を乗算した値であるため、相関成分の精度が劣化した場合においても、相関成分の精度劣化による誤差の影響を低減することができる、その結果、受信特性の劣化を防止できる、という効果を奏する。また、変数 α が上記最適値である場合は、変数 α が固定値である場合よりも干渉

成分除去が効果的に実現できるため、さらに受信特性を向上させることができる、という効果を奏する。

【0068】つぎの発明によれば、各フィンガ（逆拡散手段、伝搬路特性推定手段、乗算手段に対応）が、受信信号から他局が送信した共通パイロットシンボルのレプリカを除去した信号、すなわち、干渉成分除去後の信号、を処理するため、信号電力対干渉電力比（SIR）を向上させることができ、さらには所望信号の受信特性を向上させることもできる、という効果を奏する。また、新たにH/Wを設けることなく、当該既知の共通パイロット信号、拡散符号および伝搬路推定情報を流用して干渉レプリカ信号を生成するため、小規模なH/W規模および少ない消費電力でより精度良く干渉成分を除去できる、という効果を奏する。

【0069】つぎの発明によれば、さらに、各パイロットシンボル生成手段の出力がパイロットシンボル値に対して、たとえば、定数 α を乗算した値であるため、干渉レプリカ信号の精度が劣化した場合においても、受信信号から干渉レプリカ信号を減算する処理において、干渉レプリカ信号の精度劣化による誤差の影響を抑制することができる、その結果、受信特性の劣化を防止できる、という効果を奏する。また、変数 α が上記最適値である場合は、変数 α が固定値である場合よりも干渉成分除去が効果的に実現できるため、さらに受信特性を向上させることができる、という効果を奏する。

【0070】つぎの発明によれば、各フィンガ（逆拡散手段、伝搬路特性推定手段、乗算手段、減算手段に対応）が、逆拡散信号から、他局が送信した共通パイロットシンボルの相関成分を除去するため、信号電力対干渉電力比（SIR）および受信特性をさらに大幅に向上させることができる、という効果を奏する。また、新たにH/Wを設けることなく、当該既知の共通パイロット信号、拡散符号および伝搬路推定情報を流用する構成としたため、小規模なH/W規模および少ない消費電力で干渉成分を除去できる。

【0071】つぎの発明によれば、さらに、各相関成分計算手段の出力が相関成分に対して、たとえば、定数 α を乗算した値であるため、相関成分の精度が劣化した場合においても、逆拡散信号から相関成分を減算する処理において、相関成分の精度劣化による誤差の影響を低減することができる、その結果、受信特性の劣化を防止できる、という効果を奏する。また、変数 α が上記最適値である場合は、変数 α が固定値である場合よりも干渉成分除去が効果的に実現できるため、さらに受信特性を向上させることができる、という効果を奏する。

【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明にかかるスペクトル拡散受信装置の実施の形態1および2の構成を示す図である。

【図2】 本発明にかかるスペクトル拡散受信装置の実施の形態3および4の構成を示す図である。

【図3】 本発明にかかるスペクトル拡散受信装置の実施の形態5および6の構成を示す図である。

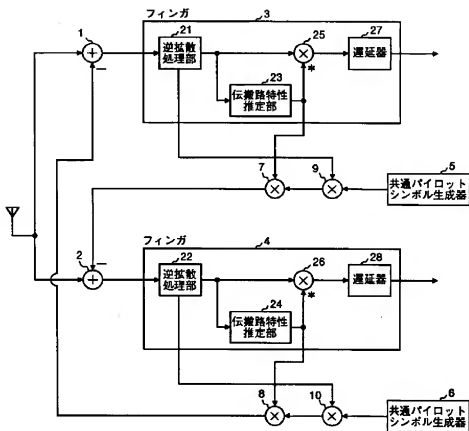
【図4】 本発明にかかるスペクトル拡散受信装置の実施の形態7および8の構成を示す図である。

【図5】 従来のスペクトル拡散受信装置の構成を示す図である。

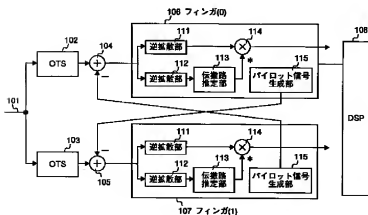
【符号の説明】

1, 2 減算器、3, 3 a, 3 b, 3 c, 4, 4 a, 4 b, 4 c フィンガ、5, 6 共通パイロットシンボル生成器、7, 8, 9, 10 乗算器、21, 22 逆拡散処理部、23, 24 伝搬路特性推定部、25, 26 乗算器、27, 28 遅延器、31, 32 減算器、33, 33 a, 34, 34 a 相関成分計算器、41, 42 遅延器、43, 44 加算器。

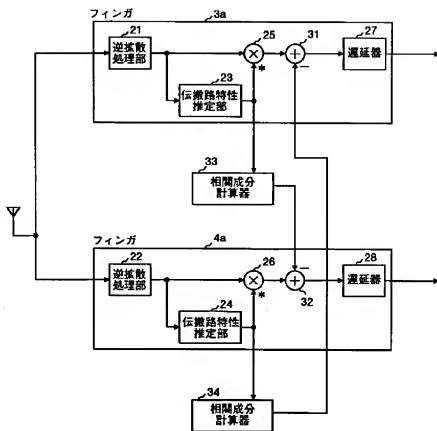
【図1】



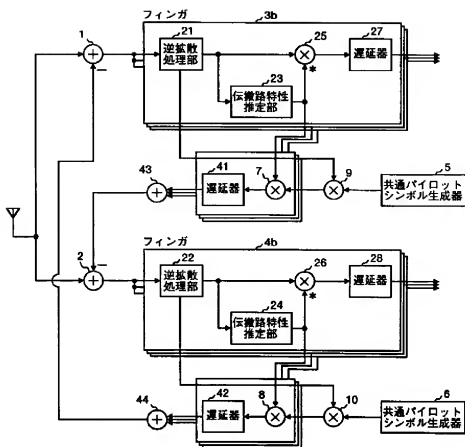
【図5】



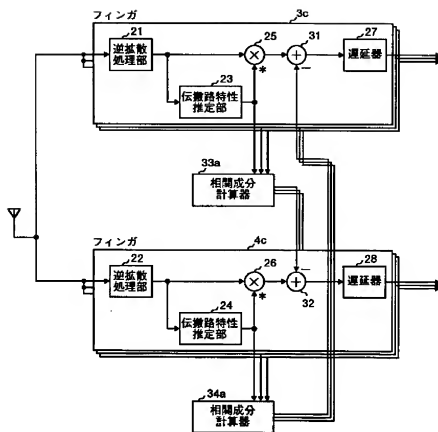
【図2】



【図3】



【図4】



CELLULAR COMMUNICATION SYSTEM AND INFORMATION TRANSMISSION METHOD

Patent number: JP2002111627 (A)

Publication date: 2002-04-12

Inventor(s): WANG ZHAOCHENG; STIRLING-GALLACHER RICHARD; DOELLE THOMAS; BOEHNKE RALF +

Applicant(s): SONY INT EUROP GMBH +

Classification:

- **international:** H04J11/00; H04L27/26; H04W16/02; H04W16/12; H04W16/24; H04J11/00; H04L27/26; H04W16/00; (IPC1-7): H04J11/00; H04Q7/36

- **european:** H04L27/26M; H04Q7/36C; H04W16/02; H04W16/12

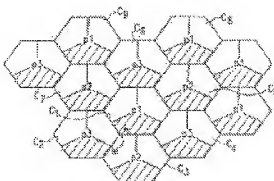
Application number: JP20010233989 20010801

Priority number(s): EP20000116636 20000801

Abstract of JP 2002111627 (A)

Translate this text

PROBLEM TO BE SOLVED: To reduce or inhibit the interference of a pilot data, and to realize an accurate channel estimation having high reliability. **SOLUTION:** A plurality of base stations transmitting information containing data parts and pilot parts, at least one of which is allocated to each cell and which have mutually different frequency reusing coefficients, are installed.



(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2002-111627

(P2002-111627A)

(43) 公開日 平成14年4月12日 (2002.4.12)

(51) Int.Cl. ⁷	識別記号	F I	キーワード (参考)
H 0 4 J 11/00		H 0 4 J 11/00	Z 5 K 0 2 2
H 0 4 Q 7/36		H 0 4 B 7/26	1 0 5 D 5 K 0 6 7

審査請求 未請求 請求項の数 6 O L (全 6 頁)

(21) 出願番号 特願2001-233989(P2001-233989)

(22) 出願日 平成13年8月1日 (2001.8.1)

(31) 優先権主張番号 0 0 1 1 6 6 3 6 . 2

(32) 優先日 平成12年8月1日 (2000.8.1)

(33) 優先権主張国 欧州特許庁 (E P)

(71) 出願人 598094506

ソニー インターナショナル (ヨーロッ

パ) ゲゼルシャフト ミット ベシュレ

ンクテル ハフツング

ドイツ連邦共和国 10/85 ベルリン ケ

ンパーブラッツ 1

(74) 代理人 100067736

弁理士 小池 晃 (外2名)

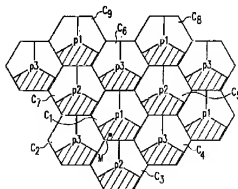
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 セルラ通信システム及び情報伝送方法

(57) 【要約】

【課題】 パイロットデータの干渉を低減又は抑制し、信頼性が高く正確なチャンネル推定を実現する。

【解決手段】 各セルに少なくとも1つ割り当てられ、互いに周波数再利用係数が異なるデータパートとパイロットパートを含む情報を送信する複数の基地局を設ける。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 直交周波数分割多重方式に基づく無線通信におけるセルラ通信システムにおいて、

各セルに少なくとも1つ割り当てられ、データパートとパイロットパートとを有する情報を送信する複数の基地局を備え、

上記データパートの周波数再利用係数と上記パイロットパートの周波数再利用係数とは異なることを特徴とするセルラ通信システム。

【請求項2】 上記データパートの周波数再利用係数は、上記パイロットパートの周波数再利用係数より小さいことを特徴とする請求項1記載のセルラ通信システム。

【請求項3】 上記データパートの周波数再利用係数は3であり、上記パイロットパートの周波数再利用係数は9であることを特徴とする請求項1又は2記載のセルラ通信システム。

【請求項4】 直交周波数分割多重方式に基づく無線通信におけるセルラ通信システムにおいて情報を伝送する情報伝送方法において、

データパートとパイロットパートとを有する情報を上記セルラ通信システムのセル内で伝送し、
上記データパートの周波数再利用係数と上記パイロットパートの周波数再利用係数とは異なることを特徴とする情報伝送方法。

【請求項5】 上記データパートの周波数再利用係数は、上記パイロットパートの周波数再利用係数より小さいことを特徴とする請求項4記載の情報伝送方法。

【請求項6】 上記データパートの周波数再利用係数は9であり、上記パイロットパートの周波数再利用係数は9であることを特徴とする請求項4又は5記載の情報伝送方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、直交周波数分割多重（OFDM）方式に基づく無線通信におけるセルラ通信システム、及びこのセルラ通信システムにおいて情報を伝送する情報伝送方法に関する。

【0002】

【従来の技術】無線通信におけるセルラ通信システムは、通信システム全体の通信範囲をセルに分割するセルラ方式に基づいて、基地局と移動端末装置の間で情報通信を行うものである。大部分のセルラ通信システムにおいて、各セルは、そのセルの中でそれぞれ稼働する移動端末装置と通信する割り当てられた基地局を備えている。しかしながら、セルラ通信システムにおいて、2つ以上の基地局が各セルに割り当てられることもある。

【0003】現在及び将来の大部分のセルラ無線通信方式は、非常に高いデータレートで無線通信を行う。高いデータレートを提供している典型的な無線通信方式とし

て、直交周波数分割多重（orthogonal frequency division multiplex: 以下、OFDMという。）システムが知られている。OFDMシステムでは、全周波数帯域は、それぞれ隣接した周波数サブキャリアが相互に直交する複数の周波数サブキャリアに分割される。これによって、非常に高いデータレートによる無線通信及び動的な周波数の割り当てを実現することができる。

【0004】図3は、通常の無線セルラOFDM通信システムを示す図であり、この無線セルラOFDM通信システムは、複数のセル Z_1 、 Z_2 、 Z_3 ・・・及び複数の基地局Bを備え、各基地局Bは、複数のセル Z_1 、 Z_2 、 Z_3 ・・・のいずれかに割り当てられている。各セルの中の各基地局Bは、セル領域の中でそれぞれ稼働中の移動端末装置と通信を行う。

【0005】図3に示す無線セルラOFDM通信システムにおいて、周波数再利用係数（frequency reuse factor）は3、すなわちFRF=3である。この周波数再利用係数は、周波数再利用距離（frequency reuse distance）に関連している。周波数再利用係数が増加すると、周波数再利用距離も増加し、逆に、周波数再利用距離が増加すると、周波数再利用係数も増加する。この関係は、以下のように定義される。

【0006】周波数再利用係数FRF=（（全周波数帯域）／（1セルに割り当てられた周波数帯域））×データパートに対するセル毎のセクタ数
OFDMシステムの全周波数帯域は、3つの周波数サブバンド f_1 、 f_2 、 f_3 に分割されている。例えば、周波数サブバンド f_1 、 f_2 、 f_3 は、それぞれOFDMシステム中で利用可能な全周波数帯域の3分の1である。各セル Z_1 、 Z_2 、 Z_3 は、3つのセクタに分割されており、各セルにおける各セクタは、周波数サブバンド f_1 、 f_2 、 f_3 を使用する。換言すると、1つのセル Z_1 、 Z_2 、 Z_3 内で、各サブバンド f_1 、 f_2 、 f_3 が使用され、各サブバンドは、各セルの3つのセクタのうちの1つにおいて使用される（FRF=3）。このように、1つのセル中の基地局は、セルの中央に位置し、全ての3つの周波数サブバンド f_1 、 f_2 、 f_3 を制御する。なお、基地局を3つの異なる部分から構成してもよい。この場合、各部分がそれぞれのセクタに対応する周波数サブバンドを制御する。いずれの場合も、基地局内では指向性アンテナが使用され、これにより、基地局がセルの中央に位置している場合、各セクタは、指向性アンテナに基づいて動作し、セルZ内の例えば基地局Bは、各周波数サブバンドにおいて、3つの方向のうちの1つの方向のみに情報を送信する。

【0007】それぞれのセクタへの周波数サブバンドの割当は、隣接するセクタが異なる周波数サブバンドに対応するように設定される。図3に示すように、無線セルラOFDM通信システムは、例えば六角形の形状のセルを有する。各六角形のセル Z_1 、 Z_2 、 Z_3 は、3つの

セクタに分割され、各セクタには、それぞれ周波数サブバンド f_1 、 f_2 、 f_3 のうちの1つが割り当てられる。例えばセル Z_1 における周波数サブバンド f_1 が割り当てられたセクタに移動端末装置 M が位置するとする。図3に示す具体例において、周波数サブバンド f_1 は、各セルの図面下側に示すセクタに割り当てられている。このように、移動端末装置 M は、セル Z_1 の基地局 B に割り当てられ、周波数サブバンド f_1 でこの基地局 B と通信するが、アンテナの指向性により、さらに近隣のセル Z_5 、 Z_6 及び Z_7 の基地局 B からの妨害信号を受信することもある。近隣のセルの基地局 B からの同じ周波数帯 f_1 の妨害又は干渉信号は、通信性能及び品質に悪影響を及ぼす。特に、チャンネル推定を行う際、近隣のセルからの干渉は非常に好ましくない。無線セルラ OFDM 通信システムでは、チャンネル推定は、通常、パイロットパターンに基づいて実行される。これらのパイロットパターンは、基地局からそれぞれ移動中の移動端末装置に送信され、移動端末装置は、この受信パイロットパターンに基づいてチャンネル推定を実行する。近隣のセルからの干渉がある状態では、受信パイロットパターンは、干渉によって妨害されるため、信頼性の高い正確なチャンネル推定を実行することができない。

【0008】

【発明が解決しようとする課題】図3に示すような無線セルラ OFDM 通信システムは、例えば、米国特許第 5867478 号に記述されている。この文獻は、コヒーレント無線セルラ OFDM 通信システムにおいて、周波数再利用係数 3 を実現する新しい手法を提案している。この手法では、例えば、近隣のセルからの同一チャンネル干渉 (co-channel interference) の影響を緩和するために、直交ウォルシュ関数 (orthogonal Walsh functions) を使用することにより、信頼できるチャンネル推定を実現している。ところで、基地局と移動端末装置の間で通信された情報は、データパート及びパイロットパートを含む。移動端末装置が受信したパイロットパートは、チャンネル推定のみに使用される。全情報、すなわちデータパート及びパイロットパートは、図3に示す 3 セクタ周波数再利用パターン (three sector frequency reuse pattern) に基づいて送信される。パイロットパターンに関する近隣のセルからの干渉は、パイロットパターンに対してウォルシュコーディングを使用し、周期的に拡張されるガード期間を増加させ、3つの隣接するセル、例えば図3における Z_1 に対する Z_5 、 Z_6 、 Z_7 からのパイロットパターンの直交性を維持することにより回避される。これにより、パイロットパターンの長さは変化した、したがってデータパート及びパイロットパートの両方に割り当てられた全体の帯域幅に対するパイロットパートに割り当てられた帯域幅の比率も変化する。しかしながら、パイロットパートとデータパートのための周波数再利用係数は同じである。データパート及

びパイロットパートは、各セクタの同じ周波数サブバンド f_1 、 f_2 、 f_3 により送信される。さらに、米国 5867478 号に提案された無線セルラ OFDM システムは、各 OFDM 送信機が共通のソースから供給される基準信号と同期される、同期セルラシステムでしか使用できない。

【0009】そこで、本発明は、上述の課題に鑑みてなされたものであり、コヒーレントデータ復調を行うために高い信頼性の高い正確なチャンネル推定を実現できる直交周波数分割多重 (OFDM) 方式に基づく無線通信におけるセルラ通信システム及びこのようなセルラ通信システムにおける情報伝送方法を提供することを目的とする。

【0010】

【課題を解決するための手段】上述の目的を達成するために、本発明に係るセルラ通信システムは、直交周波数分割多重 (OFDM) 方式に基づく無線通信におけるセルラ通信システムであって、各セルに少なくとも1つ割り当てられ、データパートとパイロットパートとを有する情報を送信する複数の基地局を備える。データパートの周波数再利用係数とパイロットパートの周波数再利用係数とは異なる。

【0011】さらに、上述の目的を達成するために、本発明に係る情報伝送方法は、直交周波数分割多重 (OFDM) 方式に基づく無線通信におけるセルラ通信システムにおいて情報を伝送する情報伝送方法において、セルラ通信システムのセル内で伝送される情報は、データパートとパイロットパートとを有する。データパートの周波数再利用係数はパイロットパートの周波数再利用係数とは異なる。

【0012】このように、本発明によりデータパート及びパイロットパートの再利用係数をそれぞれ相互に独立して自由に選択し、適応させることができ、隣接するセルからの干渉を最小にするよう伝送構造を選択することができ、これにより、信頼性の高い正確なチャンネル推定を実行することができる。

【0013】さらに、本発明に係るセルラ通信システム及び情報伝送方法は、あらゆる無線セルラ OFDM 通信システム、すなわち、同期通信システム及び非同期通信システムのいずれにおいても実現することができる。非同期通信システムは、共通ソースが使用されないシステムであり、このため全セルラシステムを同期通信システムより低コストで構築でき、応用範囲も広い。

【0014】データパートの周波数再利用係数は、パイロットパートの周波数再利用係数より小さくするとよい。周波数再利用係数を大きくすると、無線通信システムにおけるデータ伝送容量は小さくなるが、隣接するセル間の干渉を抑制することができる。周波数再利用係数を小さくすると、無線通信システムにおけるデータ伝送容量は大きくなるが、隣接するセル間の干渉も生じやす

くなる。したがって、本発明では、パイロットパートを、データ伝送容量は小さくなるが、隣接するセルからの干渉が少なくなる大きい周波数再利用係数を用いて伝送する。したがって、これらのパイロットパターンに基づいて非常に正確で信頼性の高いチャンネル推定を実行できる。一方、データパターンは、パイロットパートより干渉の影響を受けやすいが、データ伝送容量が大きい周波数再利用係数を用いて伝送される。

【0015】さらに、好ましくは、データパートの周波数再利用係数を3とし、パイロットパートの周波数再利用係数を9とする。

【0016】

【発明の実施の形態】以下、本発明に係るセルラ通信システム及び情報伝送方法について、図面を参照して詳細に説明する。

【0017】図1は、本発明を適用したOFDMスキームに基づく無線通信におけるセルラ通信システムのデータパートに対する周波数再利用パターンを示す図である。このセルラ通信システムは複数の基地局Bを備え、セルラ通信システムの各セルCには、少なくとも1つの基地局Bが割り当てられている。図1に示す具体例において、単一の基地局Bは、各セルに割り当てられ、各セルは、六角形の形状を有し、例えば、 C_1 に対して C_2, C_3, \dots, C_7 が隣接するように、各セルにつき、通常、6つのセルが隣接する。基地局Bと各セル内で移動中の各移動端末装置間で通信された情報は、データパートと、移動端末装置がチャンネル推定を行うためのパイロットパートとを有する。図1に示すセルラ通信システムは、それぞれ隣接する周波数サブバンドが互いに直交するように、全周波数帯を複数の周波数サブバンドに分割する直交周波数分割多重通信システムである。

【0018】図1では、本発明に基づくセルラ通信システムにおいて、各基地局Bから送信されたデータパートに対する周波数再利用パターンを示している。各セル C_1, C_2, C_3 は、3つのセクタに分割されている。無線セルラOFDM通信システムの全周波数帯も3つのサブバンドに分割されている。各セルのそれぞれのセクタにおいては、3つのサブバンドのそれぞれ異なる1つを用いてデータ通信が行われる。図1に示す具体例では、各セル C_1, C_2, C_3 のd1として示される図面の下のセクタには、第1の周波数サブバンドが割り当てられている。各セルの右上に示されるセクタd2には第2の周波数サブバンドが割り当てられており、各セルの左上に示されるセクタd3には第3の周波数サブバンドが割り当てられている。これらの第1、第2及び第3の周波数サブバンドによりOFDMシステムの中で使用される全周波数帯域が構成されている。なお、図1に示す具体例は、基地局Bから送信されるデータパートのみに関するものである。換言すれば、基地局Bと、セル C_1 の第1のセクタd1の中の移動端末装置Mとの間で交換さ

れたデータパートは、第1の周波数サブバンドを用いて送信される。ここで、図1に示す周波数再利用パターンは、データパートのみに有効である。なお、図1に示す周波数再利用パターンは、図3に示す周波数再利用パターンと概ね同様のものである。しかしながら、図1に示すパターンは、データパートの送信のみに関するものであり、一方、図3に示すパターンは、データパート及びパイロットパートの両方の送信に関するものである。

【0019】本発明に基づくパイロットパターンに対する周波数再利用パターンについて、図2を用いて説明する。図2は、図1に示す無線セルラOFDM通信システムのパイロットパートの周波数再利用パターンを示す図である。このシステムにおけるセルの構成は、図1に示すものと概ね同様である。しかしながら、データパートの送信とは異なり、パイロットパターンは、セル全体において、3つの周波数サブバンドのうちの1つの周波数サブバンドのみを用いて送信されている。例えば、セル C_1 では、パイロットパターンは、全ての3個のセクタにわたってp1として示す第1の周波数サブバンドのみにより送信される。また、全ての隣接するセル $C_2, C_3, C_4, C_5, C_6, C_7$ は、それぞれ異なる周波数サブバンドを用いて、パイロットパターンを送信する。例えば、 C_1 に隣接するセル $C_2, C_3, C_4, C_5, C_6, C_7$ は、第2の周波数サブバンドを使用してパイロットパートを送信し、 C_1 に隣接する他のセル C_2, C_4, C_6 は、第3の周波数サブバンドを使用してパイロットパートを送信する。したがって、パイロットパート用の全周波数帯の分割は、データパート用の分割に等しい。

【0020】しかしながら、それぞれのセルへの周波数サブバンドの割付けを定義する周波数再利用パターンは、データパート及びパイロットパート間で異なる。例えば、セル C_1 の基地局は、図面の下の側に示すセクタd1には第1の周波数サブバンドによりデータパートを送信し、右上に示すセクタd2には第2の周波数サブバンドによりデータパートを送信し、左上に示すセクタd3には第3の周波数サブバンドによりデータパートを送信する。また、同じセル C_1 の基地局Bは、3個の全てのセクタd1、d2、d3において、同じ第1の周波数サブバンドによりパイロットパートを送信する。このように、例えばセル C_1 及び C_8 のようにパイロットパートのために同じ周波数サブバンドを割り当てた2個のセルは互いに少なくとも1つのセル分れているので、パイロットパートの伝送時における干渉が著しく低減される。

【0021】パイロットパターンについては、セル C_1 に隣接しているセルは、第2及び第3の周波数サブバンドのみを用いてパイロットパート、すなわちエネルギーを送信する。このように、各セルにおいては、チャンネル推定を、少なくとも干渉が低減された、あるいは干渉が全くない状態において伝送されてきたパイロットパート

に基づいて行うことができる。データパートの伝送については、各セルを3個のセクタに分割して、各セクタに異なる周波数サブバンドを割り当てるので、本発明に基づくシステムのデータパート伝送容量はパイロットパート伝送容量より大きい。したがって、パイロットパートの伝送よりデータパートの伝送において干渉の影響が大きくなりやすいが、例えば、移動端末装置M等の受信端末装置において、コヒーレントOFDM復調を行うための非常に信頼性が高い正確なチャンネル推定を実行することができる。

【0022】図1及び図2に示す無線セルラOFDM通信システムにおいて、データパート用の周波数再利用係数は3であり、パイロットパート用の周波数再利用係数は9である。周波数再利用係数は、システムの全周波数帯を分割する周波数サブバンドの数及び1個のセル内で使用される周波数サブバンドの数に基づいて決定される。例えば、図1に示すデータパートの周波数再利用パターンについては、全周波数帯域内の周波数サブバンドの数は3個であり、データパートの伝送のために各セルの中で使用される周波数サブバンドの数は3個である。これにより、周波数再利用係数FRF=3となる。

【0023】一方、図2に示すパイロットパートに対する周波数再利用パターンでは、各セル内で使用される周波数サブバンドは、1つだけであるので、このシステムにおけるパイロットパートに関する周波数再利用係数は、FRF=9となる。

【0024】データパートの周波数再利用係数及びパイロットパートの周波数再利用係数として使用された3及び9の数値は単なる例であり、これら周波数再利用係数は、システムの特定の状態に応じて変更してもよい。

【0025】具体例として図1及び図2に示す無線セル

ラOFDM通信システムのセル構造においては、上述のような周波数再利用係数により、正確なチャンネル推定を実現することができるとともに、データ伝送レートを高く維持することができるため、上述のような周波数再利用係数は効果的である。

【0026】

【発明の効果】以上のように、本発明に係るセルラ通信システムは、各セルに少なくとも1つ割り当てられ、データパートとパイロットパートを含む情報を送信する複数の基地局を備える。データパートの周波数再利用係数とパイロットパートの周波数再利用係数とは異なる。これにより、パイロットデータの干渉が低減又は抑制され、移動端末装置側で信頼性が高く正確なチャンネル推定を行うことができる。

【0027】また、本発明に係る情報伝送方法では、無線通信におけるセルラ通信システムのセル内で伝送される情報は、データパートとパイロットパートを有し、データパートの周波数再利用係数はパイロットパートの周波数再利用係数とは異なる。これにより、パイロットデータの干渉が低減又は抑制され、移動端末装置側で信頼性が高く正確なチャンネル推定を行うことができる。

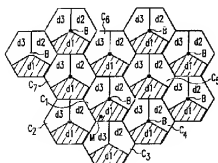
【図面の簡単な説明】

【図1】本発明に基づくセルラ通信システムのデータパートに対する周波数再利用パターンの例を示す図である。

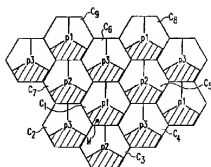
【図2】本発明に基づくセルラ通信システムのパイロットパートに対する周波数再利用パターンの例を示す図である。

【図3】従来のセルラ通信システムのデータパート及びパイロットパートに対する周波数再利用パターンを示す図である。

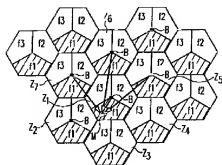
【図1】



【図2】



【図3】



フロントページの続き

(72)発明者 ワン、チャオチュン

ドイツ連邦共和国 70327 シュトゥット
ウガルトヘデルフィンガー シュトラーセ
61 ソニー インターナショナル(ヨー
ロッパ) ゲゼルシャフト ミット ベシュ
レンクテル ハフツング アドバンスド
テクノロジー センター シュトゥットウ
ガルト内

(72)発明者 ステアリングーギラハー、リチャード

ドイツ連邦共和国 70327 シュトゥット
ウガルトヘデルフィンガー シュトラーセ
61 ソニー インターナショナル(ヨー
ロッパ) ゲゼルシャフト ミット ベシュ
レンクテル ハフツング アドバンスド
テクノロジー センター シュトゥットウ
ガルト内

(72)発明者 ドレ、トーマス

ドイツ連邦共和国 70327 シュトゥット
ウガルトヘデルフィンガー シュトラーセ
61 ソニー インターナショナル(ヨー
ロッパ) ゲゼルシャフト ミット ベシュ
レンクテル ハフツング アドバンスド
テクノロジー センター シュトゥットウ
ガルト内

(72)発明者 ボンケ、ラルフ

ドイツ連邦共和国 70327 シュトゥット
ウガルトヘデルフィンガー シュトラーセ
61 ソニー インターナショナル(ヨー
ロッパ) ゲゼルシャフト ミット ベシュ
レンクテル ハフツング アドバンスド
テクノロジー センター シュトゥットウ
ガルト内

Fターム(参考) 5K022 D001 D018

5K067 A003 C002 EE10 EE45 EE46

JJ12 JJ13

JP2002-164814A

CORRELATION DETECTOR OF SPREAD SPECTRAM RECEIVER

Date of publication of application : 07.06.2002

Application number : 2000-358189

Applicant : NIPPON SOKEN INC
DENSO CORP

Date of filing : 24.11.2000

Inventor : HATTORI TOSHIHIRO
MORITA HIDEYUKI
SATO TATSUYA

Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To obtain a correlation output which is immune to frequency changes and is excellent in noise-resistant characteristic.

SOLUTION: In this correlation detector, an inverse spread circuit 10 performs inverse spread digital signals ID, QD using spread codes Ci, Cq, a complex conjugate multiplier 60 determines multiplication signals IV, QV, averaging circuits 70a and 70b vector-average the multiplication signals IV, QV over prescribed symbols, the power value (IX^2+QX^2) is determined by squarers 80a, 80b and an adder 90, a multiplication result $\{K \cdot (IX^2+QX^2)\}$ is determined by a coefficient multiplier 100, squarers 30a, 30b determine the power value (IW^2+QW^2) of integral values IW, QW of prescribed symbols together with an adder 40, an averaging circuit 50 determines the average value HD of the power value, and an adder 110 adds the multiplication result $\{K \cdot (IX^2+QX^2)\}$ to the average value HD of the power value and outputs the result of as the addition a correlation output.

(51) Int.Cl.⁷H 0 4 B 1/707
1/10

識別記号

F I

H 0 4 B 1/10
H 0 4 J 13/00

テーマコード(参考)

M 5 K 0 2 2
D 5 K 0 5 2

審査請求 未請求 請求項の数2 O L (全 8 頁)

(21) 出願番号 特願2000-358189(P2000-358189)

(22) 出願日 平成12年11月24日(2000.11.24)

(71) 出願人 000004895

株式会社日本自動車部品総合研究所
愛知県西尾市下羽角町岩谷14番地

(71) 出願人 000004280

株式会社デンソー
愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地

(72) 発明者 服部 敏弘

愛知県西尾市下羽角町岩谷14番地 株式会
社日本自動車部品総合研究所内

(74) 代理人 100100022

弁理士 伊藤 洋二 (外2名)

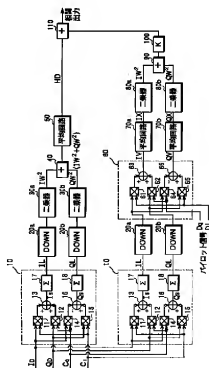
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 スペクトラム拡散受信機の相関検出器

(57) 【要約】

【課題】 周波数変動に強く、耐ノイズ性に優れた相関出力を得る。

【解決手段】 逆拡散回路10は、デジタル信号 I_D 、 Q_D を拡散符号 C_i 、 C_q によって逆拡散し、複素共役乗算器60は、乗算信号 I_V 、 Q_V を求め、平均回路70a、70bは、乗算信号 I_V 、 Q_V を所定シンボルに亘りベクトル平均し、その電力値 $(I^2 + Q^2)$ が二乗器80a、80b及び加算器90によって、求められ、係数乗算器100によって乗算結果 $\{K \cdot (I^2 + Q^2)\}$ が求められる。二乗器30a、30bは、加算器40とともに、所定シンボル分の積分値 I_W 、 Q_W の電力値 $(I^2 + Q^2)$ を求め、平均回路50は、電力値の平均値 HD を求める。加算器110は、電力値の平均値 HD と乗算結果 $\{K \cdot (I^2 + Q^2)\}$ とを加算しその加算結果を相関出力として出力する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 受信信号と拡散符号との相関出力を出力するスペクトラム拡散受信機の相関検出器であって、前記受信信号を直交検波する直交検波手段（1 a、1 b）と、

前記直交検波手段の出力を前記拡散符号によって逆拡散して逆拡散信号を出力する逆拡散手段（10）と、前記逆拡散信号を定期的に同一位相となる同相信号に変換する変換手段（60）と、

前記同相信号を所定期間に亘りベクトル平均する第1の平均手段（70 a、70 b）と、

前記第1の平均手段の出力の電力情報を求める第1の電力算出手段（80 a、80 b）と、

前記逆拡散信号の電力情報を前記所定期間に亘り算出する第2の電力算出手段（30 a、30 b）と、

前記第2の電力算出手段の出力を平均する第2の平均手段（50）と、

前記第2の平均手段の出力と前記第1の電力算出手段の出力とに応じて、前記相関出力を求める相関算出手段（100、110）とを有することを特徴とするスペクトラム拡散受信機の相関検出器。

【請求項2】 前記相関算出手段は、

前記第2の平均手段の出力と前記第1の電力算出手段の出力とのうち何れか一方に係数を乗算する乗算手段（100）と、

前記係数を乗算された前記一方と、前記第2の平均手段の出力と前記第1の電力算出手段の出力のうち他方をを加算することにより、前記相関出力を求める加算手段（110）とを有することを特徴とする請求項1に記載のスペクトラム拡散受信機の相関検出器。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、スペクトラム拡散受信機の相関検出器に関する。

【0002】

【従来の技術】従来、CDMA（符号分割多元接続）方式を用いた通信方式では、基地局の送信時に、情報信号及びパイロット信号（既知信号）が、拡散コードによってスペクトラム拡散され、搬送波によって直交変調されて送信されるようにしたものがある。拡散コードとしては、第1及び第2のチャネル化ゼイションコード（Channelization Code）とスクランブルコード（Scramble Code）とが採用されている。

【0003】ここで、情報信号は、第1のチャネル化ゼイションコードによってスペクトラム拡散され、更に、スクランブルコードでスペクトラム拡散されている。また、パイロット信号は、第2のチャネル化ゼイションコードによってスペクトラム拡散され、更に、スクランブルコードによってスペクトラム拡散されている。このよ

うに、基地局から送信される送信信号は、情報信号及びパイロット信号がコード多重化されていることになる。

【0004】スクランブルコードは、基地局毎に割り当てられ、第1のチャネル化ゼイションコードは、通信端末毎に毎に割り当てられている。そして、第2のチャネル化ゼイションコードとしては、その値が定期的に「1」となるコードが採用されているため、パイロット信号は、実質的に、スクランブルコードだけで、スペクトラム拡散されていることになる。そこで、通信端末は、受信信号のうち、スペクトラム拡散されたパイロット信号を利用してスクランブルコードを検出する。このスクランブルコードは、情報信号の逆拡散復調等の処理に用いられる。

【0005】以下、CDMA通信端末の受信機におけるスクランブルコードのコード検出について図5を参照して説明する。図5は受信機の部分回路構成を示す。

【0006】図5において、受信した信号 R_x は、準同期検波回路1に入力される。この準同期検波回路1は、受信信号 R_x に対し乗算器1aにて $\cos(\omega t + \theta f_c(t))$ を掛け、また、乗算器1bにて $-\sin(\omega t + \theta f_c(t))$ を掛けて直交検波を行い、さらにローパスフィルタ（LPF）1c、1dで、高調波成分を除去することにより、準同期検波信号 I 、 Q を出力する。そして、A/D変換器2aは、準同期検波信号 I をデジタル信号 I_D に変換し、A/D変換器2bは、準同期検波信号 Q をデジタル信号 Q_D に変換する。デジタル信号 I_D 、 Q_D は、コード検出器3に入力される。

【0007】コード検出器3は、スクランブルコードの候補 $\{C1i, C1q \dots Cni, Cnq \text{ (nは自然数)}\}$ のうち、基地局で送信時に用いられたスクランブルコードを検出する。具体的には、コード検出器3は、相関検出器31、32、33...3n、及び、最大値判定器300を有し、相関検出器31、32、33...3nは、それぞれ、異なるコードと、デジタル信号 I_D 、 Q_D との相関出力を出力する。例えば、相関検出器31は、コード $C1i$ 、 $C1q$ とデジタル信号 I_D 、 Q_D との相関出力を出力し、相関検出器32は、コード $C2i$ 、 $C2q$ とデジタル信号 I_D 、 Q_D との相関出力を出力する。そして、相関検出器32は、コード Cni 、 Cnq とデジタル信号 I_D 、 Q_D との相関出力を出力する。

【0008】最大値判定器300は、予め、相関検出器31~3nで用いた各コード $\{C1i, C1q \dots Cni, Cnq\}$ を記憶している。最大値判定器300は、相関検出器31、32、33...3nの相関出力のうち最大値を求め、上記各コード $\{C1i, C1q \dots Cni, Cnq\}$ のうち、上記最大値に対応するコードの識別信号（コードの番号を示す）を出力する。これにより、基地局で送信時に用いられたスクランブルコードが検出され、この検出されたスクランブルコードは、情報信号の逆拡散復調処理に用いられる。

【0009】次に、相関検出器の詳細について説明する。ここで、相関検出器として、電力型相関検出器と同相型相関検出器といった二種類の相関検出器が有り、先ず、電力型相関検出器について図6を参照して説明する。以下、コード（拡散符号）として、スクランブルコードの候補の1つであるコード（以下、コードC*i*、C*q*という）を採用した例について説明する。電力型相関検出器は、図6に示すように、逆拡散回路10、ダウンサンプリング器（DOWN）20a、20b、二乗器30a、30b、加算器40、及び、平均回路50を有する。

【0010】逆拡散回路10は、デジタル信号I_p、Q_pに、基地局での送信時と同位相で、コードC*i*、C*q*の複素共役信号を複素乗算する。即ち、乗算器11、12、加算器13により、実数部信号I_S（=I・C*i*+Q・C*q*）を求めるとともに、乗算器14、15、加算器16により、虚数部信号Q_S（=Q・C*i*-I・C*q*）を求める。そして、その他のチャネルと信号等の干渉雑音を除去するために、積分器17、18によって、それぞれ、1シンボル長積分して、逆拡散信号I_L、Q_Lを得る。

【0011】ダウンサンプリング器20aは、逆拡散信号の実数部I_Lを1シンボル毎にダウンサンプリングすることにより、1シンボル毎の実数部の積分値I_Wを得る。ダウンサンプリング器20bは、逆拡散信号の虚数部Q_Lを1シンボル毎にダウンサンプリングすることにより、1シンボル毎の虚数部の積分値Q_Wを得る。但し、積分値I_W、Q_Wは、パイロット信号の復調信号に相当し、当該復調信号は、伝送路中のフェージング、ノイズ等の影響を受けている。また、二乗器30aは、実数部の積分値I_Wを順次二乗して二乗値I_W²を求め、二乗器30bは、虚数部の積分値Q_Wを順次二乗して二乗値Q_W²を求める。

【0012】加算器40は、二乗値I_W²と二乗値Q_W²とを順次加算して加算値（I_W²+Q_W²）を求め、平均回路50は、所定シンボル数分の加算値（I_W²+Q_W²）を平均しその平均値を相関出力として出力する。換言すれば、所定期間における積分値I_W、Q_Wの電力値（I_W²+Q_W²）が求られ、この求められた電力値の平均値が相関出力HDとして求められることになる。

【0013】次に、同相型相関検出器の詳細について図7を参照して説明する。先ず、同相型相関検出器は、図7に示すように、逆拡散回路10、ダウンサンプリング器（DOWN）20a、20b、複素共役乗算器60、平均回路70a、70b、二乗器80a、80b、及び、加算器90を有する。但し、図7に示す逆拡散回路10及びダウンサンプリング器20a、20bは、図6に示す逆拡散回路10及びダウンサンプリング器20a、20bは、各々、同一である。

【0014】先ず、複素共役乗算器60には、ダウンサ

ンプリング器20aの積分値I_W、ダウンサンプリング器20bの積分値Q_W、及び、パイロット信号D_p、D_qが入力される。複素共役乗算器60は、積分値I_W、Q_Wに、パイロット信号D_p、D_qの複素共役信号を複素乗算する。すなわち、乗算器61、62、加算器63により、実数部信号I_V（=I_W・D_i+Q_W・D_q）を求めるとともに、乗算器64、65、加算器66により、虚数部信号Q_V（=Q_W・D_i-I_W・D_q）を求める。なお、以下、実数部信号I_V及び虚数部信号Q_Vを、乗算信号I_V、Q_Vという。

【0015】ここで、積分値I_W、Q_Wは、上述の如く、パイロット信号の復調信号に相当し、複素共役乗算器60は、積分値I_W、Q_Wに、パイロット信号D_p、D_qの複素共役信号を複素乗算することにより、1シンボル毎に同相となる乗算信号I_V、Q_Vを得ることになる。すなわち、複素共役乗算器60は、積分値I_W、Q_W（或いは、逆拡散信号I_L、Q_L）を、定期的に同一の位相となる乗算信号I_V、Q_V（同相信号）に変換する変換手段の役割を果たす。具体的には、1/Q平面上にて、乗算信号I_V、Q_Vは、第1象限と第4象限との境界を成すI軸（実軸）軸上に位置することになる。但し、乗算信号I_V、Q_Vは、伝送路中のフェージング、ノイズ、位相変動等の影響を受けているため、乗算信号I_V、Q_Vは、シンボル毎に位相の「ばらつき」を有する。

【0016】平均回路70aは、所定シンボル数分の乗算信号I_Vを平均し平均値I_Xを求め、平均回路70bは、所定シンボル数分の乗算信号Q_Vを平均し平均値Q_Xを求める。このことにより、平均回路70a、70bは、乗算信号I_V、Q_Vを所定期間に互にベクトル平均することになる。換言すれば、平均回路70a、70bは、複素共役乗算器60とともに、逆拡散信号I_L、Q_L（或いは、積分値I_W、Q_W）を、同時に、所定期間に互にベクトル平均することになる。さらに、二乗器80aは、平均値I_Xを二乗して二乗値I_X²を求め、二乗器80bは、平均値Q_Xを二乗して二乗値Q_X²を求める。加算器90は、二乗値I_X²と二乗値Q_X²とを加算して加算値（I_X²+Q_X²）を相関出力として出力する。

【0017】ここで、ノイズの位相はランダムに現れるため、上述の如く、平均回路70a、70bによって、乗算信号I_V、Q_Vを所定期間に互にベクトル平均することにより、所定期間における乗算信号I_V、Q_Vのうち、ノイズ成分を相殺することができる。従って、同相型相関検出器の相関出力のうちノイズ成分を取り除き、ノイズによる相関出力の精度の劣化を抑えうる。

【0018】

【発明が解決しようとする課題】ところで、CDMA通信端末においては、電源ON直後に、その発振器の発振周波数と基地局の発振器の発振周波数との同期タイム

グを検出する同期検出回路が採用され、発振器は、上記同期タイミングに基づき発振する。発振器は、寒暖差（温度変化）等の環境変化等によって、周波数変動を起こすため、CDMA通信端末では、上記周波数変動を抑制するように発振器を制御するAFC回路（自動周波数制御回路）が採用されている。

【0019】すなわち、CDMA通信端末では、電源ON直後に、同期検出回路が作動し、その後、AFC回路が作動を開始し、発振器の発振に基づいて各種処理が行われる。しかし、CDMA通信端末において、同期検出回路の作動開始後で、且つ、AFC回路の作動開始前に、上述したスクランブルコードの検出処理を行う場合、相関検出器は、周波数変動に関わらず、相関出力の精度を所定以上に保つ必要がある。

【0020】ここで、同相型相関検出器では、複素共役乗算器60は、上述の如く、ダウンサンプリング器20a、20bの積分値IW、QWを、1シンボル毎に、同相になるように位相回転するもの、周波数変動によって、積分値IW、QWがそのシンボル毎に位相変動を生じるとき、乗算信号IV、QVは、1シンボル毎に、同相にならず、位相の「ばらつき」が生じることになる。このような乗算信号IV、QVを、所定シンボル数分、ベクトル平均すると、mシンボル目の乗算信号IV、QVと、nシンボル目の乗算信号IV、QWとが打ち消され、相関出力（ $I^2 + Q^2$ ）が、その真の相関出力に比べて、極めて小さくなって、零に近い値になり得る。すなわち、同相型相関検出器では、周波数変動によって、相関出力の精度が極めて劣化することがある。

【0021】これに対して、電力型相関検出器では、周波数変動によって、ダウンサンプリング器20a、20bの積分値IW、QWの位相が変動するものの、積分値IW、QWの振幅は変動しない。ここで、相関出力としては、上述の如く、所定期間分の電力値（ $I^2 + Q^2$ ）の平均値が求められるため、周波数変動による相関出力の精度を劣化を抑えることができる。しかし、電力型相関検出器では、積分値IW、QWのうちノイズ成分を含む状態で、電力値（ $I^2 + Q^2$ ）のひいては、相関出力HDが求められるため、ノイズ成分が大きいときには、相関出力の精度が劣化することがある。

【0022】本発明は、上記点に鑑み、周波数変動に強く、且つ、耐ノイズ性に優れたスペクトラム拡散受信機の相関検出器を提供することを目的とする。

【0023】

【課題を解決するための手段】本発明は、上記目的を達成するために、請求項1に記載の発明においては、受信信号と拡散符号との相関出力を出力するスペクトラム拡散受信機の相関検出器であって、受信信号を直交検波する直交検波手段（10a、10b）と、直交検波手段の出力を前記拡散符号によって逆拡散して逆拡散信号を出力する逆拡散手段（10）と、逆拡散信号を定常的に同一位

相となる同相信号に変換する変換手段（60）と、同相信号を所定期間に亘りベクトル平均する第1の平均手段（70a、70b）と、第1の平均手段の出力の電力情報を求める第1の電力算出手段（80a、80b）と、逆拡散信号の電力情報を所定期間に亘り算出する第2の電力算出手段（30a、30b）と、第2の電力算出手段の出力を平均する第2の平均手段（50）と、第2の平均手段の出力と第1の電力算出手段の出力とに応じて相関出力を求める相関算出手段（100、110）とを有することを特徴とする。

【0024】ここで、同相信号にノイズが含まれるとき、第1の平均手段によって、ノイズを有する同相信号を、所定期間に亘りベクトル平均すると、同相信号のノイズが相殺されるため、ノイズによる第1平均手段の出力精度の劣化、ひいては、ノイズによる第1の電力算出手段の電力情報の精度の劣化を抑えうる。さらに、周波数変動によって、逆拡散信号の位相は変動するものの、逆拡散信号の振幅は変動しないため、周波数変動による第2の電力算出手段の出力の精度の劣化を抑えるため、周波数変動による第2の平均手段の出力の精度の劣化を抑えることができる。このような第2の平均手段の出力と第1の電力算出手段の出力との双方に応じて、相関出力を求めるため、周波数変動に強く、且つ、耐ノイズ性に優れた相関出力を得ることができる。

【0025】具体的には、請求項2に記載の発明のように、相関算出手段は、第2の平均手段の出力と第1の電力算出手段の出力とのうち何れか一方に係数を乗算する乗算手段（100）と、係数を乗算された前記一方と、第2の平均手段の出力と第1の電力算出手段の出力のうち他方とを加算することにより、相関出力を求める加算手段（110）とを有するようにしてもよい。

【0026】因みに、上記各手段の括弧内の符号は、後述する一実施形態に記載の具体的手段との対応関係を示す一例である。

【0027】

【発明の実施の形態】図1に、本発明に係るCDMA通信端末の受信機の複合型相関検出器の一実施形態を示す。図1は、CDMA通信端末の受信機の複合型相関検出器の回路構成を示す。図1に示すように、複合型相関検出器は、両逆拡散回路10、両ダウンサンプリング器（DOWN）20a、20b、二乗器30a、30b、加算器40、平均回路50、複素共役乗算器60、平均回路70a、70b、二乗器80a、80b、加算器90、係数乗算器100、及び、加算器110を有する。但し、図1中、図4に示す同一符号のものは、同一物を示し、図1中、図5に示す同一符号のものは、同一物を示す。このように、本実施形態の複合型相関検出器は、電力型相関検出器と同相型検出器とを組み合わせた構成になっている。

【0028】先ず、係数乗算器100には、同相型相関

検出器の加算器90からの相関出力 ($I \cdot X^2 + Q \cdot X^2$) が入力される。係数乗算器100は、加算器90からの相関出力 ($I \cdot X^2 + Q \cdot X^2$) に係数Kを乗算し乗算結果 $\{K \cdot (I \cdot X^2 + Q \cdot X^2)\}$ を求める。加算器110には、係数乗算器100の乗算結果 $\{K \cdot (I \cdot X^2 + Q \cdot X^2)\}$ と、電力型相関検出器の平均回路50からの相関出力HDとが入力されて、加算器110は、乗算結果 $\{K \cdot (I \cdot X^2 + Q \cdot X^2)\}$ と平均回路50からの相関出力HDとを加算して複合型相関出力を求める。

【0029】ここで、同相型相関検出器では、上述の如く、乗算信号IV、QVを所定期間内に並びベクトル平均すると、所定期間における乗算信号IV、QVのうち、ノイズ成分を相殺することができるため、ノイズによる相関出力の精度の劣化を抑えることができる。一方、電力型相関検出器では、周波数変動によって、ダウンサンプリング器20a、20bの積分値IW、QWの位相が変動するものの、積分値IW、QWの振幅は変動しない。相関出力としては、上述の如く、所定期間分の電力値 ($I \cdot W^2 + Q \cdot W^2$) の平均値が求められるため、周波数変動による相関出力の精度の劣化を抑えることができる。

【0030】そこで、同相型相関検出器の相関出力 ($I \cdot X^2 + Q \cdot X^2$) を、電力型相関検出器の相関出力の補助信号として、乗算結果 $\{K \cdot (I \cdot X^2 + Q \cdot X^2)\}$ と電力型相関検出器の相関出力HDとを加算することにより、複合型相関出力を求めるため、周波数変動に強く、耐ノイズ性に優れた複合型相関出力を得ることができる。さらに、スクランブルコードの検出にあたり、複合型相関検出器を用いることにより、高精度のコード検出を行うことができる。

【0031】以下、図5の中の相関検出器31～3nの各々に対して、図1に示す複合型相関検出器を適用して、スクランブルコードを検出するシミュレーションをした例について図2を参照して説明する。図2中の横軸は、CDMA通信端末の発振器と、基地局の発振器との周波数のずれ (ppm) を示し、縦軸は、スクランブルコードの検出確率を示す。本シミュレーションにおいては、静特性で、且つ、 E_b/M_0 (ノイズ特性) は-4 dBである。累積加算数としては、パイロット信号 (PCI) の10シンボル (1スロット) が採用されている。

【0032】なお、静特性とは、フェージング、ドップラーシフトが無く、ガウス雑音だけが存在する状態である。また、累積加算数は、平均回路70a、70b、50で平均処理にて用いられたシンボル数を示し、係数乗算器100の係数Kとしては「1」が採用されている (K=1)。図2に示すように、約0.1 ppm～約0.6 ppmの周波数のずれがあるときには、複合型相関器 (電力+同相) の方が、同相型相関検出器及び電力型相関検出器の双方に比べて、スクランブルコードの検

出確率が高いことが分かる。

【0033】さらに、上記実施形態では、複合型相関検出器としては、図1に示すように、両逆拡散回路10、両ダウンサンプリング器 (DOWN) 20a、20bを採用した例について説明したが、これに限らず、図3に示すように、両ダウンサンプリング器 (DOWN) 20aとしては、各々、同一の役割を果たすため、両ダウンサンプリング器20aのうち一方だけを採用し、両ダウンサンプリング器20bのうち一方だけを採用するようにしてもよい。これに加えて、両逆拡散回路10は、各々、同一の役割を果たすので、両逆拡散回路10のうち一方だけを採用するようにしてもよい。以上により、図3に示す複合型相関検出器では、逆拡散回路10及びダウンサンプリング器20a、20bを共通利用していることになるため、回路構成を簡素化できる。

【0034】さらに、スクランブルコード等の各種相関検出の処理にあたり、図5に示すコード検出器3に代えて、図4に示すコード検出器3Aを採用して、デジタル信号 I_p, Q_p と、スクランブルコードの候補 $\{C1i, C1q \dots Cni, Cnq\}$ とを時分割的に相関検出を求めるようにしてもよい。すなわち、図4に示すように、1つの相関検出器400を採用して、相関検出器410に、スクランブルコードの候補を一種類毎に一定期間 (例えば、10シンボル (1スロット)) が入力する。これにより、相関検出器3は、時分割で、スクランブルコードの候補を一種類毎に相関出力を求め、この求められた各相関出力は、メモリ420に記憶され、最大値判定420は、メモリ420から各相関出力を読み出し、図5に示す最大値判定器300と同様に、基地局で送信時に用いられたスクランブルコードを検出しその識別信号を出力する。

【0035】さらに、上記実施形態では、逆拡散回路10の逆拡散信号IL、QLの電力情報として、ダウンサンプリング器20a、20bの積分値IW、QWの電力値 ($I \cdot W^2 + Q \cdot W^2$) を採用した例について説明したが、これに限らず、積分値IW、QWの振幅 ($I \cdot W^2 + Q \cdot W^2$)^{1/2}を採用し、所定シンボル数分における積分値IW、QWの振幅 ($I \cdot W^2 + Q \cdot W^2$)^{1/2}の平均値を、相関検出HDとして求めるようにしてもよい。この場合、加算器90の加算値 ($I \cdot X^2 + Q \cdot X^2$) に代えて、平均値IX、QXの振幅 ($I \cdot X^2 + Q \cdot X^2$)^{1/2}を採用するようにしておく。

【0036】さらに、上記実施形態では、同相型相関検出器の相関出力と電力型相関検出器の相関出力との複合型相関出力を求めるにあたり、同相型相関検出器の相関出力 ($I \cdot X^2 + Q \cdot X^2$) を、電力型相関検出器の相関出力の補助信号として、乗算結果 $\{K \cdot (I \cdot X^2 + Q \cdot X^2)\}$ と電力型相関検出器の相関出力HDとを加算する例について説明したが、これに限らず、同相型相関検出器の相関出力と電力型相関検出器の相関出力との双方に応じ

て、複合型相関出力を求めるのであれば、同相型相関検出器の相関出力と電力型相関検出器の相関出力との双方を何れの処理を成して求めるようにしてもよい。

【0037】例えば、複合型相関出力を求めるにあたり、電力型相関検出器の相関出力 $H D$ を、同相型相関検出器の相関出力 $(I X^2 + Q X^2)$ の補助信号として、相関出力 $H D$ に係数を乗算し、その乗算結果を同相型相関検出器の相関出力 $(I X^2 + Q X^2)$ に加算して、複合型相関出力を求めてもよい。

【0038】なお、本発明の実施にあたり、複合型相関器としては、CDMA通信端末、W-CDMA通信端末、若しくは、基地局等の各種相関検出の処理に適用してもよい。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明に係る一実施形態の複合型相関器の回路構成を示すブロック図である。

【図2】上記複合型相関器を採用してスクランブルコー

ドの検出を行うシミュレーションの結果を示す図である。

【図3】上記実施形態の変形例の複合型相関器の回路構成を示すブロック図である。

【図4】コードを検出するコード検出器の回路構成を示すブロック図である。

【図5】コードを検出するコード検出器の回路構成を示すブロック図である。

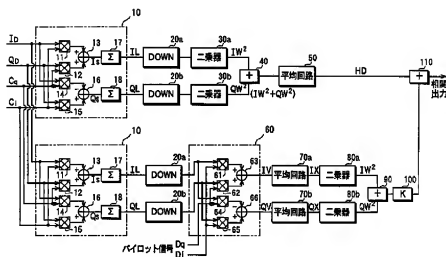
【図6】電力型相関検出器の回路構成を示すブロック図である。

【図7】同相型相関検出器の回路構成を示すブロック図である。

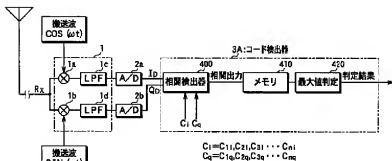
【符号の説明】

10…逆拡散回路、40…加算器、50…平均回路、60…複素共役乗算器、70a、70b…平均回路、80a、80b…二乗器、90…加算器、100…係数乗算器、110…加算器。

【図1】

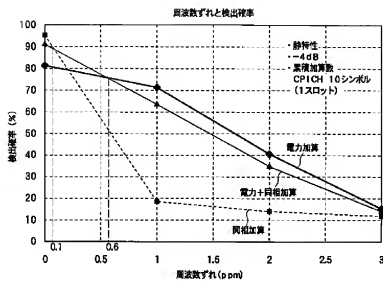


【図4】

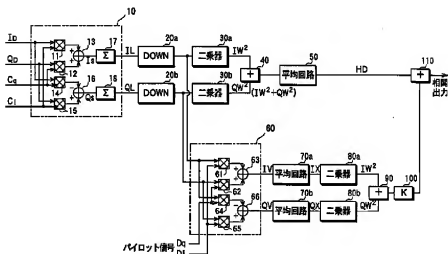


$C_1 = C_{11}, C_{21}, C_{31}, \dots, C_{N1}$
 $C_Q = C_{1Q}, C_{2Q}, C_{3Q}, \dots, C_{NQ}$

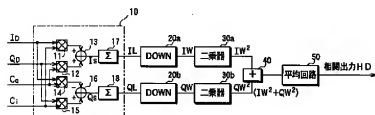
【図2】



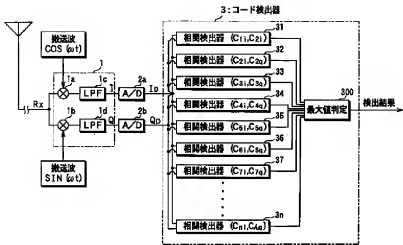
【図3】



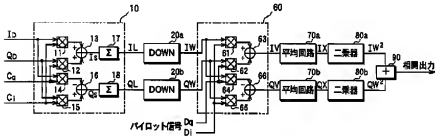
【図6】



【圖5】



【图 7】



フロントページの続き

(72) 発明者 盛田 英之

愛知県西尾市下羽角町岩谷14番地 株式会社
日本自動車部品総合研究所内

(72) 発明者 佐藤 龍哉

愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式会社デンソー内

Fターム(参考) 5K022 EE01 EE31

5K052 AA01 AA12 BB02 BB15 CC06

DD04 EE17 FF32 GG19 GG20

GG45

JP2002-176379A

TRANSMISSION DIVERSITY DEVICE AND TRANSMISSION POWER ADJUSTING METHOD

Date of publication of application : 21.06.2002

Application number : 2000-371577

Applicant : JAPAN TELECOM CO LTD

Date of filing : 06.12.2000

Inventor : FUJII TERUYA

MURATA ATSUSHI

Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a transmission diversity device having a plurality of antennas on a transmission side and improving the reception quality of a mobile station by controlling the antennas.

SOLUTION: A plurality of antennas 1-7a and 1-7b are arranged on a base station 1-1 which is the transmission side. An antenna 1-10 is disposed in the mobile station 1-11 which is a reception side and it receives signals. When the effective transmission power differ for respective transmission antennas of the base station 1-1, the transmission power of the respective antennas are adjusted and transmitted in weight adjusting parts 1-5a and 1-5b so that the effective transmission power of one antenna 1-7a or 1-7b becomes equal to each other.

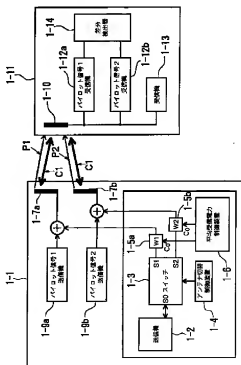
(5) Int.Cl. ⁷	識別記号	F I	テマコード (参考)
H 0 4 B 7/06		H 0 4 B 7/06	5 J 0 2 1
H 0 1 Q 3/24		H 0 1 Q 3/24	5 K 0 5 9
3/26		3/26	Z 5 K 0 6 7
H 0 4 B 7/10		H 0 4 B 7/10	B
7/26		7/26	B
審査請求 未請求 請求項の数 8 O L (全 12 頁) 最終頁に続く			
(21) 出願番号	特願2000-371577(P2000-371577)	(71) 出願人	000229265 日本テレコム株式会社 東京都中央区八丁堀四丁目7番1号
(22) 出願日	平成12年12月6日 (2000.12.6)	(72) 発明者	藤井 輝也 東京都中央区八丁堀四丁目7番1号 日本 テレコム株式会社内
		(72) 発明者	村田 淳 東京都中央区八丁堀四丁目7番1号 日本 テレコム株式会社内
		(74) 代理人	100068618 弁理士 専 経夫 (外3名)
		最終頁に続く	

(54) 【発明の名称】 送信ダイバーシチ装置および送信電力調整方法

(57) 【要約】

【課題】 送信側に複数のアンテナを有し、それらを制御することで移動局の受信品質を改善する送信ダイバーシチ装置を提供する。

【解決手段】 送信側である基地局 1-1 に複数のアンテナ 1-7 a、1-7 b を設け、受信側である移動局 1-11 にはアンテナ 1-10 を設けそれらの信号を受け取る。基地局 1-1 の送信アンテナ毎の実効送信電力が異なる場合には、前記複数のアンテナ 1-7 a、1-7 b の何れか一方のアンテナの実効送信電力を他方に等しくするように各アンテナの送信電力をウェイト調整部 1-5 a、1-5 b で調整して送信する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】複数のアンテナを有し、該アンテナを切り替えて信号を送信する基地局と、該基地局から送信される信号を受信する1つ以上のアンテナを有する受信側である移動局との間で送信電力を調整する送信ダイバースチ方式の基地局において、前記基地局は、移動局におけるアンテナ毎の受信電力の平均値が異なっている場合に前記基地局における複数のアンテナの何れかのアンテナから送信される送信電力を前記移動局の平均受信電力が等しくなるように調整する手段を有することを特徴とする送信ダイバースチ装置。

【請求項2】前記基地局の複数のアンテナは、移動体の最高速度を V 、キャリア周波数の波長を λ とした時に、 V/λ (Hz) より大きい速度で交互に切り替えることを特徴とする請求項1に記載の送信ダイバースチ装置。

【請求項3】複数のアンテナを有し、該複数のアンテナから同一の信号の位相を換えて同時に送信する基地局と、該基地局から送信される信号を受信する1つ以上のアンテナを有する受信側である移動局との間で送信電力を調整する送信ダイバースチ方式の基地局において、前記基地局は、移動局におけるアンテナ毎の受信電力の平均値が異なっている場合に前記基地局における複数のアンテナの何れかのアンテナから送信される送信電力を前記移動局の平均受信電力が等しくなるように調整する手段を有することを特徴とする送信ダイバースチ装置。

【請求項4】請求項3に記載の基地局は、送信ダイバースチを行う前記基地局の複数のアンテナにより前記移動局からの受信電力を受信して前記各アンテナの受信電力の差を求める手段と、前記各アンテナの受信電力の比又は差を複数の移動局について統計処理する統計処理手段と、前記統計処理手段によって得られた結果により前記基地局における複数のアンテナの何れかのアンテナから送信される送信電力を前記移動局の平均受信電力が等しくなるように調整する手段を有することを特徴とする送信ダイバースチ装置。

【請求項5】請求項4に記載の統計処理手段は、前記各アンテナの受信電力の比又は差を複数の移動局について保存する手段を具備することを特徴とする送信ダイバースチ装置。

【請求項6】基地局の複数のアンテナは、少なくとも一つが垂直偏波を送信できるアンテナであり、少なくとも一つが水平偏波を送信できるアンテナである偏波ダイバースチアンテナを用いることを特徴とする請求項3から5の何れかに記載の送信ダイバースチ装置。

【請求項7】複数のアンテナを有し、該アンテナを切り替えて信号を送信する基地局と、該基地局から送信される信号を受信する1つ以上のアンテナを有する受信側である移動局との間で送信電力を調整する方法であって、前記基地局は、基地局の複数のアンテナの何れかのアンテナの送信電力を調整する手段を有し、前記移動局にお

いて前記基地局から送信された電力を測定し、該測定電力のアンテナ毎の受信電力の平均値が異なっている場合には、前記基地局の複数のアンテナの何れかのアンテナの送信電力を調整する手段により前記移動局の平均受信電力が等しくなるように前記基地局における複数のアンテナの何れかのアンテナから送信される送信電力を調整することを特徴とする送信ダイバースチ方式の送信電力調整方法。

【請求項8】複数のアンテナを有し、該複数のアンテナから同一の信号の位相を換えて同時に送信する基地局と、該基地局から送信される信号を受信する1つ以上のアンテナを有する受信側である移動局との間で送信電力を調整する方法であって、前記基地局は、基地局の複数のアンテナの何れかのアンテナの送信電力を調整する手段を有し、前記移動局において前記基地局から送信された電力を測定し、該測定電力のアンテナ毎の受信電力の平均値が異なっている場合には、前記基地局の複数のアンテナの何れかのアンテナの送信電力を調整する手段により前記移動局の平均受信電力が等しくなるように前記基地局における複数のアンテナの何れかのアンテナから送信される送信電力を調整することを特徴とする送信ダイバースチ方式の送信電力調整方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、移動通信において移動局の受信品質を改善するダイバースチ装置において、送信側に複数のアンテナを有し、それらから出力される電力を制御することで移動局の受信品質を改善する送信ダイバースチ装置および送信電力調整方法に関する。

【0002】

【従来の技術】携帯電話等の移動通信の電波伝搬環境はマルチパス環境となるため、移動局の走行に伴い受信電力は大きく変動する。受信電力変動による通信品質の低下を克服し、移動局の通信品質を改善する方法の一つに受信ダイバースチがある。受信ダイバースチは、複数のアンテナで受信した信号を合成することで通信品質の改善を図る方法である。合成の方法により、選択合成、最大比合成等がある。しかしながら、複数のアンテナや受信機を必要とすることから移動局の装置構成の負荷は大きい。これらについては、例えば、奥村善久、進士昌明監修、「移動通信の基礎」、第7章、電子情報通信学会（1986）に詳しく説明されている。

【0003】一方、移動局のダイバースチ受信の負荷を軽減する方法として基地局アンテナ切替送信ダイバースチと呼ばれている方法がある。係る方法は、図1に示すように基地局5-1に複数のアンテナ5-2a、5-2bを設置し、移動局5-6の受信電力の高いアンテナをアンテナ切り替え制御装置5-3でスイッチ5-4を切り替え、そのアンテナから送信機5-5の信号を移動局

5-6のアンテナ5-7に送信する方法である。

【0004】また、送信ダイバーシチの効率を一層高める方法としてIMT2000方式で標準化されているW-CDMA方式の送信ダイバーシチがある。係る方式の基地局の構成を図6に示す。図6は、基地局アンテナ6-4aと6-4bの2本とし、共通制御信号を例に説明する。各アンテナ6-4aと6-4bから送信される信号はSTTDエンコーダ6-3で信号6-11aと信号6-11bに信号変換されていて、送信機6-2から出力される。ここで、信号6-11bは、信号6-11aの共役複素数で表す信号である。係る変換は、Space Time Transmit Diversity (STTD) と呼ばれるコードの変換方法であり、この変換により各アンテナから同時に信号を送信しても移動局でダイバーシチ効果が得られる。この方法は例えば、電子情報通信学会技報SSE99-44、RCS99-68(1997-07)及び電子情報通信学会技報CS2000-7、RCS2000-18(2000-05)に詳しく説明されている。

【0005】図7は、前記STTD法における基地局アンテナから送信された電波を移動局で受信した場合の受信電力に平均的な差が生じている場合の、移動局の受信電力特性の一例である。基地局アンテナの送信電力を各 $P1$ と $P2$ とし、縦軸に受信電力の累積確率、横軸に通信チャネル受信電力として $P1$ をとる。図7から明らかなように、例えば $P1 = PW$ の点で、基地局アンテナの送信電力 $P1$ と $P2$ が等しい時の受信電力の累積確率 $K2$ と、基地局アンテナの送信電力 $P1$ と $P2$ に差がある時の受信電力の累積確率 $K1$ とを比べる。基地局アンテナの送信電力の差が大きくなる程、累積確率は大きくなり、移動局の受信電力の改善効果は小さくなる。

【0006】

【発明が解決しようとする課題】前記の基地局アンテナ切替送信ダイバーシチでは、移動局の受信電力の高いアンテナを基地局で推定するか、その情報を移動局から得る必要がある。

【0007】また、基地局アンテナの送信電力が異なっている場合には、各アンテナから送信された信号の移動局における受信電力に平均的な差が生じる。

【0008】更にまた、STTDによる方法では、移動局が平均的に受信電力差がある信号を受信した場合に、基地局の各アンテナの送信電力が等しい場合に比べて送信ダイバーシチによる受信特性の改善効果は小さくなる。前記したように図7より、基地局アンテナの送信電力差が大きくなる程、移動局の受信電力の改善効果が小さくなり問題であった。

【0009】前記何れの従来例においても、基地局アンテナに送信電力の差がある場合には送信電力を調整する手段を具備した例はあるが、その何れも各アンテナ相互間の調整はせずに基地局の送信電力を調整する方式であった。係る方式の為に、基地局アンテナの送信電力差を

減少することが難しく、移動局の受信電力の改善効果は少なかった。

【0010】本発明は、前記問題点を解決し、送信ダイバーシチに用いる基地局アンテナの送信電力が大きく異なる場合においても、各基地局アンテナの送信電力が等しい場合と同等の受信電力の改善効果が得られる送信ダイバーシチ装置および送信電力調整方法を提供することを目的となされたものである。

【0011】

【課題を解決するための手段】本発明は上記目的を達成するために請求項1記載の送信ダイバーシチ装置は、複数のアンテナを有し、該アンテナを切り替えて信号を送信する基地局と、該基地局から送信される信号を受信する1つ以上のアンテナを有する受信側である移動局との間で送信電力を調整する送信ダイバーシチ方式の基地局において、前記基地局は、移動局におけるアンテナ毎の受信電力の平均値が異なっている場合に前記基地局における複数のアンテナの何れかのアンテナから送信される送信電力を前記移動局の平均受信電力が等しくなるように調整する手段を有することを特徴とする。

【0012】請求項2記載の送信ダイバーシチ装置では、前記基地局の複数のアンテナは、移動体の最高速度を V 、キャリア周波数の波長を L とした時に、 V/L (Hz) より大きい速度で交互に切り替えることを特徴とする。

【0013】請求項3記載の送信ダイバーシチ装置は、複数のアンテナを有し、該複数のアンテナから同一の信号の位相を換えて同時に送信する基地局と、該基地局から送信される信号を受信する1つ以上のアンテナを有する受信側である移動局との間で送信電力を調整する送信ダイバーシチ方式の基地局において、前記基地局は、移動局におけるアンテナ毎の受信電力の平均値が異なっている場合に前記基地局における複数のアンテナの何れかのアンテナから送信される送信電力を前記移動局の平均受信電力が等しくなるように調整する手段を有することを特徴とする。

【0014】請求項4記載の送信ダイバーシチ装置では、請求項3に記載の基地局は、送信ダイバーシチを行う前記基地局の複数のアンテナにより前記移動局からの受信電力を受信して前記各アンテナの受信電力の差を求める手段と、前記各アンテナの受信電力の比又は差を複数の移動局について統計処理する統計処理手段と、前記統計処理手段によって得られた結果により前記基地局における複数のアンテナの何れかのアンテナから送信される送信電力を前記移動局の平均受信電力が等しくなるように調整する手段を有することを特徴とする。

【0015】請求項5記載の送信ダイバーシチ装置では、請求項4に記載の統計処理手段は、前記各アンテナの受信電力の比又は差を複数の移動局について保存する手段を具備することを特徴とする

【0016】請求項6記載の送信ダイバーシチ装置では、基地局の複数のアンテナは、少なくとも一つが垂直偏波を送信できるアンテナであり、少なくとも一つが水平偏波を送信できるアンテナである偏波ダイバーシチアンテナを用いることを特徴とする。

【0017】請求項7記載の送信ダイバーシチ送信電力調整方法は、複数のアンテナを有し、該アンテナを切り替えて信号を送信する基地局と、該基地局から送信される信号を受信する1つ以上のアンテナを有する受信側である移動局との間で送信電力を調整する方法であって、前記基地局は、基地局の複数のアンテナの何れかのアンテナの送信電力を調整する手段を有し、前記移動局において前記基地局から送信された電力を測定し、該測定電力のアンテナ毎の受信電力の平均値が異なっている場合には、前記基地局の複数のアンテナの何れかのアンテナの送信電力を調整する手段により前記移動局の平均受信電力が等しくなるように前記基地局における複数のアンテナの何れかのアンテナから送信される送信電力を調整することを特徴とする。

【0018】請求項8記載の送信ダイバーシチ送信電力調整方法は、複数のアンテナを有し、該複数のアンテナから同一の信号の位相を換えて同時に送信する基地局と、該基地局から送信される信号を受信する1つ以上のアンテナを有する受信側である移動局との間で送信電力を調整する方法であって、前記基地局は、基地局の複数のアンテナの何れかのアンテナの送信電力を調整する手段を有し、前記移動局において前記基地局から送信された電力を測定し、該測定電力のアンテナ毎の受信電力の平均値が異なっている場合には、前記基地局の複数のアンテナの何れかのアンテナの送信電力を調整する手段により前記移動局の平均受信電力が等しくなるように前記基地局における複数のアンテナの何れかのアンテナから送信される送信電力を調整することを特徴とする。

【0019】

【発明の実施の形態】本発明は、送信ダイバーシチ装置において、何れも基地局における複数のアンテナの何れかのアンテナから送信される送信電力を前記移動局の受信電力の平均値が等しくなるかお互いに近づくように調整する手段を基地局に具備する。第一の実施例（図1参照）と、第二の実施例（図2参照）は、基地局からのパイロット信号を受信して移動局の平均受信電力の違いを検出し、第三の実施例（図3参照）と、第四の実施例（図4参照）は、移動局からの個別の通信に用いる信号を受信して移動局の平均受信電力の違いを検出する所に違いがある。

【0020】図1は、本発明の基地局アンテナ切替送信ダイバーシチにおける一実施例である。基地局1-1のアンテナを1-7a、1-7bの2本としている。基地局1-1は、個別通信の送信に用いる送信機1-2と、移動局1-1において基地局アンテナの識別を行うた

めの信号（以下、パイロット信号と呼び、ここではパイロット信号P1とパイロット信号P2と区別して用いることとする）の送信に用いるパイロット信号1送信機1-9a、パイロット信号2送信機1-9bとを具備している。

【0021】又、基地局1-1の各アンテナ1-7a、1-7bから出力する基地局1-1の送信電力（位相と振幅）を調整する電力調整部1-5a、1-5bと、前記電力調整部1-5a、1-5bの各制御端子C0に接続し、前記個別の通信の送信電力を調整するための制御量を設定する平均受信電力制御装置1-6と、前記基地局1-1のアンテナ1-7a、1-7bを切り替えるスイッチ1-3と、スイッチ1-3を制御するアンテナ切り替え制御装置1-4とが具備されている。アンテナ1-7aはスイッチ1-3の一方の出力端子S1側に、アンテナ1-7bはスイッチの他方の出力端子S2側に電力調整部1-5a、1-5bを介して各々、接続されている。スイッチ1-3の入力端子S0は、送信機1-2の出力端子に接続されている。

【0022】移動局1-1は、1つ以上のアンテナ1-10（図1では1本のみ図示してある）と、基地局1-1のアンテナ1-7a、1-7bから送出されるパイロット信号P1、P2を受信し、アンテナ1-10を介して接続されているパイロット信号1受信機1-12a、1-12bと、該パイロット信号1受信機1-12a、パイロット信号2受信機1-12bに接続され、前記各パイロット信号受信機の出力の差を検出する差検出器1-14を具備している。又、アンテナ1-10には、受信機1-13も接続されていて送信機1-13により個別の通信の受信に用いる。なお、個別の通信は周知の方法で行い、個別の通信に用いる移動局1-1の送信機、基地局1-1の受信機については図示していない。

【0023】係る構成における動作を説明する。基地局1-1は、基地局1-1と移動局1-1との個別の通信に用いる信号C1を送信機1-2によりスイッチ1-3を介してアンテナ1-7a、1-7bを用いて送信する。アンテナ1-7a、1-7bから送信される電力は、電力調整部1-5a、1-5bにより後述する方法で調整して、アンテナ1-7a、1-7bを切替えて送信する。

【0024】前記した基地局のスイッチ1-3で選択されたアンテナにより送信した個別の通信（個別チャネル）に用いる信号C1は、移動局1-1のアンテナ1-10で受信し、受信機1-13で通信を行う。

【0025】前記電力調整部1-5a、1-5bへの制御量の設定は以下のように行う。基地局1-1は、パイロット信号1送信機1-9a、パイロット信号2送信機1-9bからアンテナ1-7a、1-7bを介してパイロット信号P1、P2とを移動局1-1に送信す

る。

【0026】基地局1-1のパイロット信号1送信機1-9a、パイロット信号2送信機1-9bからアンテナ1-7a、1-7bを介して送信されたパイロット信号P1、P2とは、移動局1-11のアンテナ1-10で受信される。パイロット信号P1、P2は、各パイロット信号1受信機1-12a、パイロット信号2受信機1-12bから差分検出器1-14に伝わり、差分検出器1-14は、パイロット信号P1、P2の出力の差を検出する。係る信号の差は、パイロット信号受信機1-12a、1-12bにメータなどを設けてメータの値を測定するようにしても良い。

【0027】前記のようにして得たパイロット信号P1、P2の出力の差を基地局1-1の平均受信電力制御装置1-6の図示していない設定機構により電力調整部1-5a、1-5bに設定する制御量を設定する。

【0028】即ち、平均受信電力制御装置1-6は、前記制御量に基づいて送信電力を調整する電力調整部1-5a、1-5bの制御量を設定する機能を有する。即ち、パイロット信号P1、P2の出力の差と、どちらのパイロット信号の強度が大であるかを図示していない設定機構により平均受信電力制御装置1-6に入力する。平均受信電力制御装置1-6は、前記移動局1-11の受信電力が低い側のアンテナに対して送信出力を増加するように電力調整部1-5a、1-5bの制御量を設定する。電力調整部1-5a、1-5bは、前記のようにして設定された制御量によって周知の方法で位相と振幅を増幅又は減少し、移動局1-11の受信電力の平均値が等しくなるか、近づくように基地局1-1から送信される電力を制御する。

【0029】なお、平均受信電力制御装置1-6の前記設定機構は、パイロット信号P1、P2の出力の差と、どちらのパイロット信号の強度が大であるかを設定する以外に、パイロット信号P1、P2の出力を直接入力し、係る入力値により前記移動局1-11の受信電力が低い側のアンテナに対して送信出力を増加するように電力調整部1-5a、1-5bの制御量を設定するようにしても良い。

【0030】又、図1においては、電力調整部1-5a、1-5bはスイッチ1-3の出力端子S1、S2に各々設けられているが、何れか一方にしても良い。係る場合において、平均受信電力の小さい側のアンテナに前記電力調整部が設けられていない場合には、受信電力の大きい側のアンテナに設けられている前記電力調整部からの出力を減少し、送受信機1-2の送信出力を増加するようにする。係る増加量の調整は、移動局1-11の受信機1-13の受信レベルを図示していない測定機などで測定し、送信機1-2の送信出力を増加するようにしても良い。

【0031】なお、従来の基地局アンテナ切替送信ダイ

バーシチにおける基地局1-1のアンテナ1-7a、1-7bの切替は、移動局の受信感度が高いアンテナを選択して信号を送信していた。本発明ではアンテナ毎の受信電力の平均値が異なっている場合には、前記基地局における複数のアンテナの何れかのアンテナから送信される送信電力を前記移動局の平均受信電力が等しくなるように調整する。従って、前記のようにして調整した前記基地局1-1のアンテナ1-7a、1-7bアンテナから送信され、移動局1-11で受信する受信電力の平均値は等しいので何れのアンテナを用いても良い。従って本発明ではアンテナの切り替えは交互に行い、その速度は最大ドプラ周波数より十分早い、例えば10倍以上のものとする。ここで、最大ドプラ周波数は、移動体の最高速度をV、キャリア周波数の波長を λ とすると、 V/λ (Hz) であらわされるものである。

【0032】前記した図1の発明における送信電力調整方法について以下に説明する。前記移動局1-11において、送信電力を調整するための制御量となる基地局1-1から送信されたパイロット信号の平均受信電力の差を差分検出器1-14で測定する。

【0033】前記差分検出器1-14の出力から、アンテナ毎の受信電力の平均値が異なっている場合には、基地局1-1にある平均受信電力制御装置1-6に移動局1-11の平均受信電力が等しくなるように前記差分検出器1-14の出力を制御量として設定することにより送信電力を調整する。

【0034】図2は、本発明の二番目の実施例で前記S-T-T-D法における実施例である。基地局2-1のアンテナを2-7a、2-7bの2本としている。基地局2-1は、前記図6で述べた、個別の通信（個別チャネル）に用いる信号C1をS-T-T-Dエンコードする機能を有するS-T-T-Dエンコーダ2-3と、該エンコーダの出力をキャリア信号で変調する個別の通信に用いる送信機2-2と、移動局2-11において基地局アンテナの識別を行うための信号（以下、パイロット信号と呼び、ここではパイロット信号P1とパイロット信号P2と区別して用いることにする）の送信に用いるパイロット信号1送信機2-9a、パイロット信号2送信機2-9bとを具備している。

【0035】又、基地局2-1の各アンテナ2-7a、2-7bに接続され、各アンテナから出力する送信電力（位相と振幅）を調整する電力調整部2-5a、2-5bと、前記電力調整部2-5a、2-5bの各制御端子C0に接続し前記送信電力を調整する制御量を設定するための平均受信電力制御装置2-6も具備している。エンコーダ2-3の出力端子は、信号2-4aと信号2-4bに信号変換されていく各々送信機2-2の入力端子に接続されている。ここで、信号2-4aは、前記と同様信号2-4aの共役複素数で表す信号である。送信機2-2の一方の出力端子E1は電力調整部2-5a

の入力端子に、他方の出力端子E2は電力調整部2-5bの入力端子に各々、接続されている。

【0036】移動局2-11は、1つ以上のアンテナ2-10（図2では1本のみ図示してある）と、基地局2-1のアンテナ2-7a、2-7bから送出されるパイロット信号P1、P2を受信し、アンテナ2-10を介して接続されているパイロット信号1受信機2-12a、2-12bと、該パイロット信号1受信機2-12a、パイロット信号2受信機2-12bに接続され、前記各パイロット信号受信機の出力の差を検出する差分検出器2-14を具備している。

【0037】又、アンテナ2-10には、受信機2-13が接続されている。受信機2-13の出力端子E4は、STTDデコーダ2-15の入力端子E6に接続されていて、STTDデコーダ2-15は、基地局から送られるSTTDエンコードされている個別の通信に用いる信号C1をエンコードして後述する時系列信号S1、S2（2-16）として出力端子E5から出力する。なお、個別の通信は周知の方法で行い、個別の通信に用いる移動局2-11の送信機、基地局2-1の受信機については図示していない。

【0038】係る構成における動作を説明する。図2において、基地局2-1の個別の通信に用いる信号C1は、デジタル信号化され、例えばS1、S2の時系列信号でSTTDエンコーダ2-3に加えられる。STTDエンコーダ2-3に加えられる信号は、信号2-4aと信号2-4bとにエンコードされる。STTDエンコーダ2-3の出力端子から送信機2-2に加えられる信号は送信機2-2によってエンコーダの出力をキャリア信号で変調して送信機2-2から信号2-8a、信号2-8bとして電力調整部2-5a、2-5bに出力される。信号2-8aはアンテナ2-7aに、信号2-8bはアンテナ2-7bから各々移動局2-2に送られる。ここで信号2-8bは、信号2-9aの共役複素数で表す信号である。

【0039】基地局2-1は、基地局2-1と移動局2-11との個別の通信に用いる信号C1を前記のようにSTTDエンコーダから送信機2-2を用い電力調整部2-5a、2-5bを介してアンテナ2-7a、2-7bを用いて移動局2-11に送信する。アンテナ2-7a、2-7bから送信される電力は、電力調整部2-5a、2-5bにより後述する方法でアンテナ2-7aと2-7bの送信電力が等しくなるか近づくように調整して送信する。

【0040】前記のアンテナ2-7a、2-7bから送信された信号は、移動局2-11のアンテナ2-10を介して受信機2-13で受信されSTTDデコーダ2-15に加えられる。そしてS1、S2の時系列信号でSTTDエンコードされた信号2-4は、STTDデコーダ2-15でデコードされ、もとの信号S1、S2（2-

-16）に復調される。

【0041】前記した電力調整部2-5a、2-5bの設定は以下のように行う。基地局2-1は、パイロット信号1送信機2-9a、パイロット信号2送信機2-9bからアンテナ2-7a、2-7bを介してパイロット信号P1、P2とを移動局2-11に送信する。

【0042】基地局2-1のパイロット信号1送信機2-9a、パイロット信号2送信機2-9bからアンテナ2-7a、2-7bを介して送信されたパイロット信号P1、P2とを移動局2-11のアンテナ2-10で受信する。パイロット信号P1、P2は、おのおのパイロット信号1受信機2-12a、パイロット信号2受信機2-12bから差分検出器2-14に伝わり、差分検出器2-14は、パイロット信号P1、P2の出力の差を検出する。係る信号の差は、パイロット信号受信機2-12a、2-12bにメータなどを設けてメータの値を測定するようにしても良い。

【0043】平均受信電力制御装置2-6は、前記制御量に基づいて電力調整部2-5a、2-5bに送信電力を調整する調整量を設定する機能を有する。前記のように得たパイロット信号P1、P2の出力の差を基地局2-1の平均受信電力制御装置2-6の図示していない設定機構で電力調整部2-5a、2-5bの制御量を設定する。

【0044】即ち、パイロット信号P1、P2の出力の差と、どちらのパイロット信号の強度が大であるかを図示していない設定機構により平均受信電力制御装置2-6に入力する。平均受信電力制御装置2-6は、前記移動局2-11の受信電力が低い側のアンテナに対して送信出力を増加するように電力調整部2-5a、2-5bに制御量を設定する。

【0045】電力調整部2-5a、2-5bは、前記のようにして平均受信電力制御装置2-6により設定された制御量により周知の方法で基地局2-1から出力される信号の位相と振幅を増幅又は減少する。なお、平均受信電力制御装置2-6の前記設定機構は、パイロット信号P1、P2の出力の差と、どちらのパイロット信号の強度が大であるかを設定する以外に、パイロット信号P1、P2の出力を直接入力し、係る入力値により前記移動局2-11の受信電力が低い側のアンテナに対して送信出力を増加するように電力調整部2-5a、2-5bに制御量を設定するようにしても良い。

【0046】なお、図2において電力調整部2-5a、2-5bは、送信機2-2の出力端E1、E2に各々設けてあるが、何れか一方にしても良い。係る場合において、平均受信電力の小さい側のアンテナに前記電力調整部が設けられていない場合には、受信電力の大きい側のアンテナに設けられている前記電力調整部からの出力を減少し、送信機2-2の送信出力を増加するようにする。係る増加量の調整は、移動局2-11の送受信機2-

ー１３の受信レベルを図示していない測定機などで測定し、送信機２－２の送信出力を増加するようにしても良い。

【００４７】前記した図２の発明における送信電力調整方法は図１の実施例について述べたと同様であるので説明を省略する。

【００４８】図３は、本発明の三番目の実施例である。複数の移動局に対して送信ダイバースチ通信を行う場合において、基地局２－１の複数のアンテナ２－７ａ、２－７ｂの利得が異なる時に、前記基地局２－１の各アンテナからの受信電力を複数の移動局について統計処理する。そして係る統計処理の結果に基づいて基地局の送信電力を調整して移動局の受信電力を調整するものである。係る方式は、送信周波数と受信周波数が異なっているも平均受信電力比はおおよそ等しいことを利用して移動局からの個別の通信に用いる信号を受信して統計処理を行い、ダイバースチの改善を図るものである。

【００４９】図３は、IMT 2000方式で標準化されているW-CDMA方式の送信ダイバースチに適用したものである。図３においては、図２との差異は下記に述べる基地局２－１の受信電力測定部３－１、統計処理部３－２、受信機３－３のみである。また移動局２－１の差分検出器２－１４は必要が無い。以下、受信電力測定部３－１、統計処理部３－２、受信機３－３以外の説明は省略し、図２と同一部分については同一の符号を付す。

【００５０】図３において、アンテナ２－７ａには電力調整部２－５ａの出力端子、パイロット信号１送信機２－９ａの出力端子、受信機３－３の一方の入力端子に各々接続されている。また、アンテナ２－７ｂには電力調整部２－５ｂの出力端子、パイロット信号２送信機２－９ｂの出力端子、受信機３－３の他方の入力端子に各々接続されている。

【００５１】受信機３－３の出力は受信電力測定部３－１に接続され、その出力は統計処理部３－２に接続されている。統計処理部３－２の出力は、前記した平均受信電力制御装置２－６に接続されている。ここで平均受信電力制御装置２－６は、送信電力を調整する制御量を電力調整部２－５ａ、２－５ｂに設定する機能を有する。なお、個別の通信は周知の方法で行い、個別の通信に用いる移動局１－１の送信機、基地局１－１の受信機については図示していない。

【００５２】係る構成における動作を説明する。図３において、基地局２－１の個別の通信に用いる信号Ｃ１は、デジタル信号化され、例えばＳ１、Ｓ２の時系列信号でSTTDエンコード部２－３に加えられる。STTDエンコード部２－３に加えられる信号は、信号２－４ａと信号２－４ｂとにエンコードされる。

【００５３】STTDエンコード部２－３の出力端子から送信機２－２に加えられる信号は送信機２－２によって

エンコーダの出力をキャリア信号で変調して送信機２－２から信号２－８ａ、信号２－８ｂとして電力調整部２－５ａ、２－５ｂに出力される。信号２－８ａはアンテナ２－７ａに、信号２－８ｂはアンテナ２－７ｂから各々移動局２－２に送られる。ここで信号２－８ｂは、信号２－９ａの共役複素数で表す信号である。

【００５４】基地局２－１は、基地局２－１と移動局２－１１との個別の通信に用いる信号Ｃ１を前記のようにSTTDエンコーダから送信機２－２を用いて電力調整部２－５ａ、２－５ｂを介してアンテナ２－７ａ、２－７ｂを用いて移動局２－１１に送信する。アンテナ２－７ａ、２－７ｂから送信される電力は、電力調整部２－５ａ、２－５ｂにより後述する方法でアンテナ２－７ａと２－７ｂの送信電力が等しくなるか近づくように調整して送信する。

【００５５】前記のアンテナ２－７ａ、２－７ｂから送信された信号は、移動局２－１１のアンテナ２－１０を介して受信機２－１３で受信され、STTDデコード部２－１５に加えられる。そして基地局２－１においてＳ１、Ｓ２の時系列信号にSTTDエンコードされた信号２－４は、STTDデコード部２－１５でデコードされ、もとの信号Ｓ１、Ｓ２（２－１６）に復調される。

【００５６】移動局２－１１は、基地局２－１と移動局２－１１との個別の通信に用いる信号Ｃ１を図示していない送信機からアンテナ２－１０を介して基地局２－１に送信する。基地局２－１の受信機３－３は、前記移動局２－１１からの個別の通信に用いる信号Ｃ１をアンテナ２－７ａ、２－７ｂで受信する。受信機３－３は、移動局２－１１から送信された信号Ｃ１を受信電力測定部３－１に伝える。

【００５７】受信電力測定部３－１は、任意の移動局から受信した信号から各アンテナ毎に受信電力の平均値を抽出して図示していない保存手段に格納する。ここで前記受信電力測定部３－１における受信電力の平均値の格納手段は後述する統計処理部３－２に設けても良い。

【００５８】任意の移動局からの信号をアンテナ２－７ａで受信した受信電力の平均値を $rb1$ 、アンテナ２－７ｂで受信した受信電力の平均値を $rb2$ と置き、その比を $r = rb1 / rb2$ と置く。例えば、後述する図４のように、基地局アンテナに偏波ダイバースチアンテナを用いた場合には、 rb の値は移動局の周辺の環境（都市構造や地形）によって異なるため、基地局毎に異なる値を示す。

【００５９】受信電力測定部３－１で抽出、格納された基地局毎に複数の移動局から送信された信号の受信電力の平均値 $rb1$ 、 $rb2$ は、統計処理部３－２に伝えられる。統計処理部３－２は、周知の方法例えば、基地局毎に受信電力の平均値の比 rb の累積分布を求める方法や、複数の平均電力 rb を平均化して受信電力の平均値を求める方法で信号の平均受信電力を統計処理する。

【００６０】前記のようにして算出した統計的な受信電

力の平均値は、基地局 2-1 の平均受信電力制御装置 2-6 を介して電力調整部 2-5 a、2-5 b の制御量に変換される。

【0061】平均受信電力制御装置 2-6 は、前記統計的な受信電力の平均値に基づいて前記移動局 2-1 の受信電力が低い側のアンテナに対して送信出力を増加するように（移動局 2-1 の受信電力の平均値が等しくなるか、近づくように）電力調整部 2-5 a、2-5 b に制御量を設定する。

【0062】電力調整部 2-5 a、2-5 b は、前記のようにして平均受信電力制御装置 2-6 により設定された制御量により周知の方法で基地局 2-1 から出力される信号の位相と振幅を増幅又は減少する。

【0063】なお、図 3 においては、電力調整部 2-5 a、2-5 b は送信機 2-2 の出力端 E1、E2 に各々設けてあるが、何れか一方にしても良い。係る場合において、平均受信電力の小さい側のアンテナに前記電力調整部が設けられていない場合には、受信電力の大きい側のアンテナに設けられている前記電力調整部からの出力を減少し、送信機 2-2 の送信出力を増加するようにする。係る増加量の調整は、基地局 2-1 の受信機 3-3 の受信レベルで送信機 2-2 の送信出力を制御するようにしても良い。

【0064】図 4 は、本発明の四番目の実施例である。基地局アンテナに垂直偏波と水平偏波を同時に送信できる偏波ダイバーシチアンテナを用いている。図 4 において、図 3 の差異はアンテナの部分のみであるので、以下においてアンテナ以外の説明は省略する。偏波ダイバーシチアンテナをダイバーシチに用いた場合の効果については、例えば進士昌明編著、「無線通信の電波伝搬」、12 章、電子情報通信学会（1992）に詳しく下記のように記述されている。

【0065】即ち、移動局が垂直偏波アンテナで受信する場合において、基地局が垂直偏波ダイバーシチアンテナで送信した場合と、基地局が偏波アンテナで送信した場合の信号の平均受信電力差を比較すると、基地局が垂直偏波ダイバーシチアンテナで送信した場合が優れ、市街地では 5~7dB、郊外地や開放地では 10dB 以上にも及ぶ。

【0066】図 4 において、偏波ダイバーシチアンテナは、垂直偏波アンテナ 4-7 a と水平偏波アンテナ 4-7 b からなり、垂直偏波アンテナ 4-7 a には電力調整部 2-5 a の出力端子、パイロット信号 1 送信機 2-9 a の出力端子、受信機 3-3 の一方の入力端子に各々接続されている。また、水平偏波アンテナ 4-7 b には電力調整部 2-5 b の出力端子、パイロット信号 2 送信機 2-9 b の出力端子、受信機 3-3 の他方の入力端子に各々接続されている。

【0067】基地局 2-1 は、前記偏波ダイバーシチアンテナ 4-9 の垂直偏波アンテナ 4-9 a と水平偏波ア

ンテナ 4-9 b から個別チャネルの信号を移動局 2-2 に送出する。

【0068】なお、前記した垂直偏波アンテナ 4-9 a と水平偏波アンテナ 4-9 b は、水平偏波アンテナ 4-7 b に電力調整部 2-5 a の出力端子、パイロット信号 1 送信機 2-9 a の出力端子、受信機 3-3 の一方の入力端子を各々接続した、垂直偏波アンテナ 4-7 a に電力調整部 2-5 b の出力端子、パイロット信号 2 送信機 2-9 b の出力端子、受信機 3-3 の他方の入力端子を各々接続するようにしても良い。

【0069】

【発明の効果】請求項 1 記載の送信ダイバーシチ装置は、複数のアンテナを有し、該アンテナを切り替えて信号を送信する基地局と、該基地局から送信される信号を受信する 1 つ以上のアンテナを有する受信側である移動局との間で送信電力を調整する送信ダイバーシチ方式の基地局において、前記基地局は、移動局におけるアンテナ毎の受信電力の平均値が異なっている場合に前記基地局における複数のアンテナの何れかのアンテナから送信される送信電力を前記移動局の平均受信電力が等しくなるように調整する手段を有することにより、アンテナ毎の受信電力の平均値が異なっている場合でも各基地局アンテナの送信電力が等しい場合と同等になるように調整することが出来、基地局アンテナ切替方式送信ダイバーシチの改善効果が得られる。

【0070】請求項 2 記載の送信ダイバーシチ装置では、前記基地局の複数のアンテナは、移動体の最高速度を V 、キャリア周波数の波長を λ とした時に、 V/λ (H_z) より大きい速度で交互に切り替えることによりアンテナの切換え制御を容易に出来る。

【0071】請求項 3 記載の送信ダイバーシチ装置は、複数のアンテナを有し、該複数のアンテナから同一の信号の位相を換えて同時に送信する基地局と、該基地局から送信される信号を受信する 1 つ以上のアンテナを有する受信側である移動局との間で送信電力を調整する送信ダイバーシチ方式の基地局において、前記基地局は、移動局におけるアンテナ毎の受信電力の平均値が異なっている場合に前記基地局における複数のアンテナの何れかのアンテナから送信される送信電力を前記移動局の平均受信電力が等しくなるように調整する手段を有することにより、W-CDMA 方式の送信ダイバーシチに用いる移動局アンテナの受信電力の平均値が異なる場合においても、各基地局アンテナの送信電力が等しい場合と同等になるように調整することが出来、ダイバーシチの改善効果が得られる。

【0072】請求項 4 記載の送信ダイバーシチ装置では、請求項 3 に記載の基地局は、送信ダイバーシチを行う前記基地局の複数のアンテナにより前記移動局からの受信電力を受信して前記各アンテナの受信電力の差を求める手段と、前記各アンテナの受信電力の比又は差を復

数の移動局について統計処理する統計処理手段と、前記統計処理手段によって得られた結果により前記基地局における複数のアンテナの何れかのアンテナから送信される送信電力を前記移動局の平均受信電力が等しくなるように調整する手段を有することにより移動局の周辺環境の影響を受けず、送信ダイバーシティが改善できる。

【0073】請求項5記載の送信ダイバーシティ装置では、請求項4に記載の統計処理手段は、前記各アンテナの受信電力の比又は差を複数の移動局について保存する手段を具備することで統計処理を容易ならしめる。

【0074】請求項6記載の送信ダイバーシティ装置では、基地局の複数のアンテナは、少なくとも一つが垂直偏波を送信できるアンテナであり、少なくとも一つが水平偏波を送信できるアンテナである偏波ダイバーシティアンテナを用いることにより、垂直偏波アンテナと水平偏波アンテナで送信した場合に比べて受信電力の改善効果が得られる。

【0075】請求項7記載の送信ダイバーシティ送信電力調整方法は、複数のアンテナを有し、該アンテナを切り替えて信号を送信する基地局と、該基地局から送信される信号を受信する1つ以上のアンテナを有する受信側である移動局との間で送信電力を調整する方法であって、前記基地局は、基地局の複数のアンテナの何れかのアンテナの送信電力を調整する手段を有し、前記移動局において前記基地局から送信された電力を測定し、該測定電力のアンテナ毎の受信電力の平均値が異なっている場合には、前記基地局の複数のアンテナの何れかのアンテナの送信電力を調整する手段により前記移動局の平均受信電力が等しくなるように前記基地局における複数のアンテナの何れかのアンテナから送信される送信電力を調整する方法により、アンテナ毎の受信電力の平均値が異なっている場合でも各基地局アンテナの送信電力が等しい場合と同等になるように調整することが出来、基地局アンテナ切替方式送信ダイバーシティの改善効果が得られる。

【0076】請求項8記載の送信ダイバーシティ送信電力調整方法は、複数のアンテナを有し、該複数のアンテナから同一の信号の位相を換えて同時に送信する基地局

と、該基地局から送信される信号を受信する1つ以上のアンテナを有する受信側である移動局との間で送信電力を調整する方法であって、前記基地局は、基地局の複数のアンテナの何れかのアンテナの送信電力を調整する手段を有し、前記移動局において前記基地局から送信された電力を測定し、該測定電力のアンテナ毎の受信電力の平均値が異なっている場合には、前記基地局の複数のアンテナの何れかのアンテナの送信電力を調整する手段により前記移動局の平均受信電力が等しくなるように前記基地局における複数のアンテナの何れかのアンテナから送信される送信電力を調整する方法により、W-CDMA方式の送信ダイバーシティに用いる移動局アンテナの受信電力の平均値が異なる場合においても、各基地局アンテナの送信電力が等しい場合と同等になるように調整することが出来、ダイバーシティの改善効果が得られる。

【図面の簡単な説明】

【図1】基地局アンテナ切替送信ダイバーシティにおける本発明の実施例である。

【図2】本発明のSTTD法における実施例である。

【図3】受信電力の差を複数の移動局について統計処理する本発明の実施例である。

【図4】偏波ダイバーシティアンテナを用いた本発明の実施例である。

【図5】従来の基地局アンテナ切替送信ダイバーシティの構成図である。

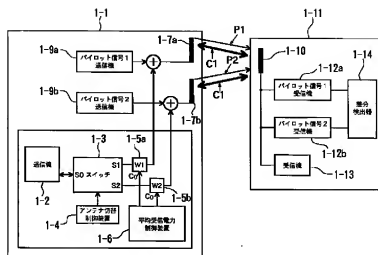
【図6】従来のW-CDMA方式の送信ダイバーシティの構成図である。

【図7】基地局アンテナの送信電力に平均的な差が生じている場合の、移動局の受信電力特性の一例である。

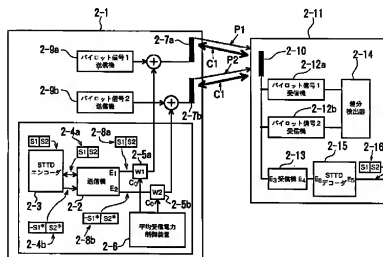
【符号の説明】

- 1-1 基地局
- 1-2 送信機
- 1-5 a, 1-5 b ウェイト調整部
- 1-6 ウェイト制御装置
- 1-11 移動局
- 1-14 ウェイト計算部
- 3-1 受信電力測定部
- 3-2 統計処理部

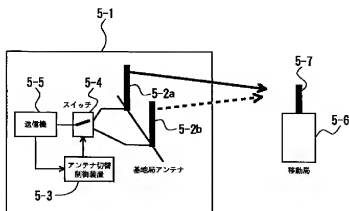
【図 1】



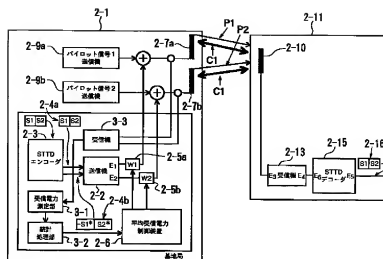
【図 2】



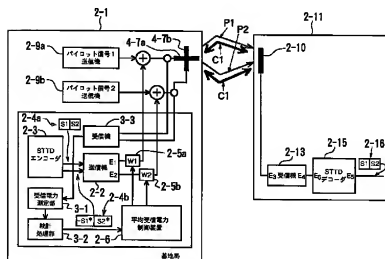
【図 5】



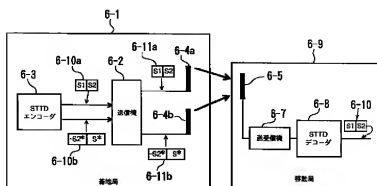
【図3】



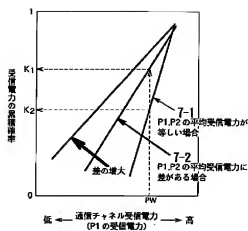
【図4】



【図6】



【図 7】



フロントページの続き

(51) Int. Cl. ⁷

識別記号

F I

H 0 4 B 7/26

データコード (参考)

D

F ターム (参考) 5J021 AA02 CA06 DB02 DB04 FA14

FA15 FA16 FA17 FA20 FA24

FA26 FA31 FA32 GA02 GA08

HA05 HA06 HA10

5K059 CC02 CC05 DD02 DD06 DD07

DD10

5K067 AA02 AA34 BB04 CC24 DD44

EE02 EE10 FF16 GG01 GG08

GG09 GG11 HH23 KK03

JP2002-204217A

SPREAD CODE ALLOCATING METHOD, SIGNAL TRANSMITTING METHOD, SIGNAL RECEIVING METHOD, TRANSMITTING DEVICE, RECEIVING DEVICE, AND RECORDING MEDIUM OF MOBILE COMMUNICATION SYSTEM

Date of publication of application : 19.07.2002

Application number : 2001-341105

Applicant : NTT DOCOMO INC

Date of filing : 06.11.2001

Inventor : HANADA YUKIKO

HIGUCHI KENICHI

ABETA SADAYUKI

SAWAHASHI MAMORU

Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To efficiently use a spread code for a downlink of a mobile communication system using a multi-carrier CDMA system.

SOLUTION: An information symbol is multiplied by a short code and further multiplied by a long code. An information symbol series is copied as many times as symbols equal to the series length of the short code by information symbols and arranged on a frequency axis. Then the arranged information symbol series on the frequency axis is multiplied by the short code. Further, the information symbol series on the frequency axis multiplied by the series length N is multiplied by the long code.

(51) Int.Cl.⁷

識別記号

F I

テーマコード(参考)

H 0 4 J 13/04

H 0 4 J 13/00

G 5 K 0 2 2

H 0 4 Q 7/38

H 0 4 B 7/26

1 0 9 N 5 K 0 6 7

審査請求 有 請求項の数19 O L (全 14 頁)

(21) 出願番号 特願2001-341105(P2001-341105)

(71) 出願人 392026693

(22) 出願日 平成13年11月6日(2001.11.6)

株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ
東京都千代田区永田町二丁目11番1号

(31) 優先権主張番号 特願2000-337993(P2000-337993)

(72) 発明者 花田 由紀子

(32) 優先日 平成12年11月6日(2000.11.6)

東京都千代田区永田町二丁目11番1号 株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ内

(33) 優先権主張国 日本 (J P)

(72) 発明者 樋口 健一

東京都千代田区永田町二丁目11番1号 株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ内

(74) 代理人 100083806

弁理士 三好 秀和 (外3名)

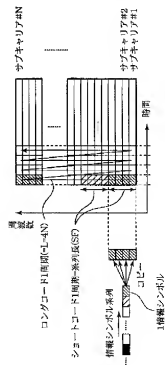
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 移動通信システムにおける拡散符号割り当て方法、信号送信方法、信号受信方法、送信装置、受信装置および記録媒体

(57) 【要約】

【課題】 マルチキャリアCDMA方式を用いた移動通信システムの下りリンクにおいて、拡散符号を効率的に使用すること。

【解決手段】 情報シンボルにショートコードを乗算し、さらにロングコードで乗算する。情報シンボル系列は、情報シンボル毎にショートコードの系列長と等しいシンボル数分コピーされ、周波数軸上に並べられる。そして、並べられた周波数軸上の情報シンボル系列に対し、ショートコードの乗算を行う。さらに、周波数軸上にある系列長Nの乗算された情報シンボル系列に対し、ロングコードの乗算を行う。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 無線基地局が、送信する情報シンボル系列の各情報シンボルを複製し、複製した情報シンボルを周波数軸上に並べ、周波数軸上に並べられた複製した情報シンボルに対し拡散符号を乗算し、拡散符号の乗算された情報シンボル系列を複数のサブキャリアを用いて送信することにより信号を送信する移動通信システムにおける拡散符号割り当て方法であって、

1つの情報シンボルを複製した数と等しい繰り返し周期を有し、移動局を識別するために用いられるショートコードを、全ての無線基地局に共通に割り当てるステップと、

1つの情報シンボルを複製した数よりも長い繰り返し周期を有し、各基地局を識別するために用いられる一つ以上のロングコードを、無線基地局の各々に個別に割り当てるステップと、

を有することを特徴とする移動通信システムにおける拡散符号割り当て方法。

【請求項2】 移動通信システムにおける無線基地局からの信号送信方法であって、(a) 送信する情報シンボル系列の各情報シンボルを複製し、複製した情報シンボルを周波数軸上に並べるステップと、(b) 周波数軸上に並べられた複製した情報シンボルに対し、1つの情報シンボルを複製した数と等しい繰り返し周期を有するショートコードと1つの情報シンボルを複製した数よりも長い繰り返し周期を有するロングコードを含んだ拡散符号を乗算して、前記情報シンボル系列を二重に拡散した拡散情報シンボル系列を求めるステップと、(c) 前記拡散情報シンボル系列を複数のサブキャリアを用いて送信するステップと、

を有することを特徴とする信号送信方法。

【請求項3】 前記ステップ(b)は、移動局を識別するために用いられ全ての無線基地局に共通に割り当てられたショートコード群の内の一つと、各基地局を識別するために用いられ無線基地局の各々に個別に割り当てられた一つ以上のロングコードの内の一つを乗算することを特徴とする請求項2記載の信号送信方法。

【請求項4】 前記ロングコードは前記サブキャリアの数より長い系列長を有し、前記ステップ(b)は、ショートコードを乗算することにより、前記サブキャリアの数と等しい系列長を有し同時に送信するショートコード乗算済情報シンボル系列を求め、ショートコード乗算済情報シンボル系列の複数分をまとめてロングコードを乗算することにより前記拡散情報シンボル系列を求めることを特徴とする請求項2記載の信号送信方法。

【請求項5】 前記ロングコードは前記サブキャリアの数と等しい系列長を有し、前記ステップ(b)は、ショートコードを乗算することにより、前記サブキャリアの数と等しい系列長を有し同時に送信するショートコード乗算済情報シンボル系列を求め、時間軸上の異なるショ

ートコード乗算済情報シンボル系列の各々に乗算するロングコードを直前のショートコード乗算済情報シンボル系列に乗算したロングコードから周波数方向に1または複数情報シンボル順次シフトさせながら複数のショートコード乗算済情報シンボル系列に対してロングコードを乗算することにより前記拡散情報シンボル系列を求めることを特徴とする請求項2記載の信号送信方法。

【請求項6】 移動通信システムにおける移動局での信号受信方法であって、(a) 無線基地局から複数のサブキャリアを用いて送信された拡散情報シンボル系列を受信するステップと、(b) 前記拡散情報シンボル系列に対し、ロングコードと、ロングコードよりも系列長の短いショートコードを含んだ拡散符号を乗算し、ショートコードの系列長と等しい数の拡散符号乗算済情報シンボルを合成して、前記拡散情報シンボル系列を二重に逆拡散した逆拡散情報シンボル系列を求めるステップと、を有することを特徴とする信号受信方法。

【請求項7】 前記ステップ(b)は、移動局を識別するために用いられ全ての無線基地局に共通に割り当てられたショートコード群の内の一つと、各基地局を識別するために用いられ無線基地局の各々に個別に割り当てられた一つ以上のロングコードの内の一つを乗算することを特徴とする請求項6記載の信号受信方法。

【請求項8】 移動通信システムにおける無線基地局から信号を送信する送信装置であって、送信する情報シンボル系列の各情報シンボルを複製し、複製した情報シンボルを周波数軸上に並べる複製部と、周波数軸上に並べられた複製した情報シンボルに対し、1つの情報シンボルを複製した数と等しい繰り返し周期を有するショートコードと1つの情報シンボルを複製した数よりも長い繰り返し周期を有するロングコードを含んだ拡散符号を乗算して、前記情報シンボル系列を二重に拡散した拡散情報シンボル系列を求める拡散部と、前記拡散情報シンボル系列を複数のサブキャリアを用いて送信する送信部と、を有することを特徴とする送信装置。

【請求項9】 前記拡散部は、移動局を識別するために用いられ全ての無線基地局に共通に割り当てられたショートコード群の内の一つと、各基地局を識別するために用いられ無線基地局の各々に個別に割り当てられた一つ以上のロングコードの内の一つを乗算することを特徴とする請求項8記載の送信装置。

【請求項10】 前記ロングコードは前記サブキャリアの数より長い系列長を有し、前記拡散部は、ショートコードを乗算することにより、前記サブキャリアの数と等しい系列長を有し同時に送信するショートコード乗算済情報シンボル系列を求め、ショートコード乗算済情報シンボル系列の複数分をまとめてロングコードを乗算することにより前記拡散情報シンボル系列を求めることを特徴とする請求項8記載の送信装置。

DMA方式の移动通信システムにおける拡散符号割り当て方法、信号送信方法、信号受信方法、送信装置、受信装置および記録媒体に関する。

【0002】

【従来の技術】従来から、通信者毎に割り当てられた拡散符号を用いて各通信者の識別を行うことにより、複数の通信者が同一の周波数帯を用いて通信を行う符号分割多元接続（CDMA）方式が知られている。IMT-2000と呼ばれる次世代移动通信方式では、無線アクセス方式として拡散帯域が5MHz以上の広帯域直接拡散（DS）-CDMA方式（以下、「W-CDMA方式」という）が採用されている。

【0003】このW-CDMA方式の下りリンクでは、無線基地局において通信者毎に割り当てられた拡散符号であって、情報シンボル周期と同じ繰返し周期を有するショートコードを使用して各通信者の識別を行う。一方、無線移動局ではショートコードに比べて繰返し周期が非常に長いロングコードを用いることにより各無線基地局の識別を行っている。

【0004】図1は、基地局間非同期システムおよび基地局間同期システムの下りリンクにおける従来の拡散符号割り当て方法を説明するための図である。W-CDMA方式は、図1（a）に示すように、時間同期のための外部システムを必要としない基地局間非同期システムを採用しており、ロングコードレイヤ100ではセル104、106および108をそれぞれカバーする無線基地局を識別するために、無線基地局毎に異なるロングコード#0、#1および#2を用いる。なお、ロングコードは、他セルからの信号を雑音化するという意味でスクランブルコードとも呼ばれている。

【0005】一方、W-CDMA方式と同様にIMT-2000の候補として米国で提案されたcdma2000方式あるいは従来のIS-95では、図1（b）に示すように、基地局間同期システムを実現しており、GPS116等を使用することによりロングコードレイヤ102において無線基地局110、112および114は全て共通の時間基準を有している。このシステムでは、異なるタイミングシフト#0'、#1'、#2'を与えた同一種類のロングコードを用いて無線基地局の識別を行う。

【0006】そして、IMT-2000以降の移动通信システムの無線アクセス方式として、マルチキャリアDS-SS-CDMA方式やマルチキャリアCDMA方式といった、マルチキャリアを用いて信号を伝送する方法が検討されている。ここで、マルチキャリアCDMA方式とは、情報シンボルをコピーしたものを周波数軸上に並べ、その周波数軸上で拡散符号との乗算を行い、複数のサブキャリアを使用して信号を伝送する伝送方式である。このマルチキャリアCDMA方式では、複数の通信者が同一の周波数帯を用いて同時に通信を行っている。

【0007】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、これまでのマルチキャリアCDMA方式に関する検討は、リンクレベルでの性能評価やタイミングおよび周波数同期の検討を中心として行われていた。マルチキャリアCDMA方式においても、通信者毎に割り当てられた拡散符号を使用して通信者の識別を行うことについては従来のDS-SS-CDMA方式と同様であるにもかかわらず、従来は拡散符号の効率的な割り当て方法について検討がなされていなかった。

【0008】また、マルチキャリアCDMA方式を移动通信方式に用いる場合には、W-CDMA方式と同様に、無線基地局の識別を行う必要があるにもかかわらず、その検討が行われていないという問題があった。

【0009】本発明は、このような問題に鑑みになされたものであり、その目的とするところは、移动通信方式にマルチキャリアCDMA方式を採用した場合には、拡散符号を効率的に使用することができる移动通信システムにおける拡散符号割り当て方法、信号送信方法、信号受信方法、送信装置、受信装置、および記録媒体を提供することにある。

【0010】

【課題を解決するための手段】上記課題を解決するため、本発明は、無線基地局が、送信する情報シンボル系列の各情報シンボルを複製し、複製した情報シンボルを周波数軸上に並べ、周波数軸上に並べられた複製した情報シンボルに対し拡散符号を乗算し、拡散符号の乗算された情報シンボル系列を複数のサブキャリアを用いて送信することにより信号を送信する移动通信システムにおける拡散符号割り当て方法であって、1つの情報シンボルを複製した数と等しい繰返し周期を有し、移動局を識別するために用いられるショートコードを、全ての無線基地局に共通に割り当てるステップと、1つの情報シンボルを複製した数よりも長い繰返し周期を有し、各基地局を識別するために用いられる一つ以上のロングコードを、無線基地局の各々に個別に割り当てるステップと、を有することを特徴とする移动通信システムにおける拡散符号割り当て方法を提供する。

【0011】さらに、本発明は、移动通信システムにおける無線基地局からの信号送信方法であって、（a）送信する情報シンボル系列の各情報シンボルを複製し、複製した情報シンボルを周波数軸上に並べるステップと、（b）周波数軸上に並べられた複製した情報シンボルに対し、1つの情報シンボルを複製した数と等しい繰返し周期を有するショートコードと1つの情報シンボルを複製した数よりも長い繰返し周期を有するロングコードを含んだ拡散符号を乗算して、前記情報シンボル系列を二重に拡散した拡散情報シンボル系列を求めるステップと、（c）前記拡散情報シンボル系列を複数のサブキャリアを用いて送信するステップと、を有することを特

徴とする信号送信方法を提供する。

【0012】また、本発明では、前記ステップ（b）は、移動局を識別するために用いられ全ての無線基地局に共通に割り当てられたショートコード群の内の一つと、各基地局を識別するために用いられ無線基地局の各々に個別に割り当てられた一つ以上のロングコードの内の一つを乗算することとを特徴とする。

【0013】また、本発明では、前記ロングコードは前記サブキャリアの数より長い系列長を有し、前記ステップ（b）は、ショートコードを乗算することにより、前記サブキャリアの数と等しい系列長を有し同時に送信するショートコード乗算済情報シンボル系列を求め、ショートコード乗算済情報シンボル系列の複数分まとめてロングコードを乗算することにより前記拡散情報シンボル系列を求めることを特徴とする。

【0014】また、本発明では、前記ロングコードは前記サブキャリアの数と等しい系列長を有し、前記ステップ（b）は、ショートコードを乗算することにより、前記サブキャリアの数と等しい系列長を有し同時に送信するショートコード乗算済情報シンボル系列を求め、時間軸上の異なるショートコード乗算済情報シンボル系列の各々に乗算するロングコードを直前のショートコード乗算済情報シンボル系列に乗算したロングコードから周波数方向に1または複数情報シンボル分順次シフトさせながら複数のショートコード乗算済情報シンボル系列に対してロングコードを乗算することにより前記拡散情報シンボル系列を求めることを特徴とする。

【0015】さらに、本発明は、移动通信システムにおける移動局での信号受信方法であって、（a）無線基地局から複数のサブキャリアを用いて送信された拡散情報シンボル系列を受信するステップと、（b）前記拡散情報シンボル系列に対し、ロングコードと、ロングコードよりも系列長の短いショートコードを含んだ拡散符号を乗算し、ショートコードの系列長と等しい数の拡散符号乗算済情報シンボルを合成して、前記拡散情報シンボル系列を二重に逆拡散した逆拡散情報シンボル系列を求めるステップと、を有することとを特徴とする信号受信方法を提供する。

【0016】また、本発明では、前記ステップ（b）は、移動局を識別するために用いられ全ての無線基地局に共通に割り当てられたショートコード群の内の一つと、各基地局を識別するために用いられ無線基地局の各々に個別に割り当てられた一つ以上のロングコードの内の一つを乗算することとを特徴とする。

【0017】さらに、本発明は、移动通信システムにおける無線基地局から信号を送信する送信装置であって、送信する情報シンボル系列の各情報シンボルを複製し、複製した情報シンボルを周波数軸上に並べる複製部と、周波数軸上に並べられた複製した情報シンボルに対し、1つの情報シンボルを複製した数と等しい繰り返し周期

を有するショートコードと1つの情報シンボルを複製した数より長い繰り返し周期を有するロングコードを含んだ拡散符号を乗算して、前記情報シンボル系列を二重に拡散した拡散情報シンボル系列を求める拡散部と、前記拡散情報シンボル系列を複数のサブキャリアを用いて送信する送信部と、を有することとを特徴とする送信装置を提供する。

【0018】また、本発明では、前記拡散部は、移動局を識別するために用いられ全ての無線基地局に共通に割り当てられたショートコード群の内の一つと、各基地局を識別するために用いられ無線基地局の各々に個別に割り当てられた一つ以上のロングコードの内の一つを乗算することとを特徴とする。

【0019】また、本発明では、前記ロングコードは前記サブキャリアの数より長い系列長を有し、前記拡散部は、ショートコードを乗算することにより、前記サブキャリアの数と等しい系列長を有し同時に送信するショートコード乗算済情報シンボル系列を求め、ショートコード乗算済情報シンボル系列の複数分まとめてロングコードを乗算することにより前記拡散情報シンボル系列を求めることを特徴とする。

【0020】また、本発明では、前記ロングコードは前記サブキャリアの数と等しい系列長を有し、前記拡散部は、ショートコードを乗算することにより、前記サブキャリアの数と等しい系列長を有し同時に送信するショートコード乗算済情報シンボル系列を求め、時間軸上の異なるショートコード乗算済情報シンボル系列の各々に乗算するロングコードを直前のショートコード乗算済情報シンボル系列に乗算したロングコードから周波数方向に1または複数情報シンボル分順次シフトさせながら複数のショートコード乗算済情報シンボル系列に対してロングコードを乗算することにより前記拡散情報シンボル系列を求めることを特徴とする。

【0021】さらに、本発明は、移动通信システムにおける移動局で信号を受信する受信装置であって、無線基地局から複数のサブキャリアを用いて送信された拡散情報シンボル系列を受信する受信部と、前記拡散情報シンボル系列に対し、ロングコードと、ロングコードよりも系列長の短いショートコードを含んだ拡散符号を乗算し、ショートコードの系列長と等しい数の拡散符号乗算済情報シンボルを合成して、前記拡散情報シンボル系列を二重に逆拡散した逆拡散情報シンボル系列を求める逆拡散部と、を有することとを特徴とする受信装置を提供する。

【0022】また、本発明では、前記逆拡散部は、移動局を識別するために用いられ全ての無線基地局に共通に割り当てられたショートコード群の内の一つと、各基地局を識別するために用いられ無線基地局の各々に個別に割り当てられた一つ以上のロングコードの内の一つを乗算することとを特徴とする。

【0023】さらに、本発明は、コンピュータを、移動通信システムにおける無線基地局から信号を送信する送信装置として機能させるためのコンピュータプログラムコードを記録した記録媒体であって、該コンピュータプログラムコードは、送信する情報シンボル系列の各情報シンボルを複製し、複製した情報シンボルを周波数軸上に並べる第一のコンピュータプログラムコードと、周波数軸上に並べられた複製した情報シンボルに対し、1つの情報シンボルを複製した数と等しい繰り返し周期を有するショートコードと1つの情報シンボルを複製した数よりも長い繰り返し周期を有するロングコードを含んだ拡散符号を乗算して、前記情報シンボル系列を二重に拡散した拡散情報シンボル系列を求める第二のコンピュータプログラムコードと、前記拡散情報シンボル系列を複数のサブキャリアを用いて送信する第三のコンピュータプログラムコードと、を有することを特徴とする記録媒体を提供する。

【0024】また、本発明では、前記第二のコンピュータプログラムコードは、移動局を識別するために用いられ全ての無線基地局に共通に割り当てられたショートコード群の内の一つと、各基地局を識別するために用いられ無線基地局の各々に個別に割り当てられた一つ以上のロングコードの内の一つを乗算することを特徴とする。

【0025】また、本発明では、前記ロングコードは前記サブキャリアの数より長い系列長を有し、前記第二のコンピュータプログラムコードは、ショートコードを乗算することにより、前記サブキャリアの数と等しい系列長を有し同時に送信するショートコード乗算済情報シンボル系列を求め、ショートコード乗算済情報シンボル系列の複数分をまとめてロングコードを乗算することにより前記拡散情報シンボル系列を求めることを特徴とする。

【0026】また、本発明では、前記ロングコードは前記サブキャリアの数と等しい系列長を有し、前記第二のコンピュータプログラムコードは、ショートコードを乗算することにより、前記サブキャリアの数と等しい系列長を有し同時に送信するショートコード乗算済情報シンボル系列を求め、時間軸上の異なるショートコード乗算済情報シンボル系列の各々に乗算するロングコードを直前のショートコード乗算済情報シンボル系列に乗算したロングコードから周波数方向に1または複数情報シンボル分順次シフトさせながら複数のショートコード乗算済情報シンボル系列に対してロングコードを乗算することにより前記拡散情報シンボル系列を求めることを特徴とする。

【0027】さらに、本発明は、コンピュータを、移動通信システムにおける移動局で信号を受信する受信装置として機能させるコンピュータプログラムコードを記録した記録媒体であって、該コンピュータプログラムコードは、無線基地局から複数のサブキャリアを用いて送信

された拡散情報シンボル系列を受信する第一のコンピュータプログラムコードと、前記拡散情報シンボル系列に対し、ロングコードと、ロングコードよりも系列長の短いショートコードを含んだ拡散符号を乗算し、ショートコードの系列長と等しい数の拡散符号乗算済情報シンボルを合成して、前記拡散情報シンボル系列を二重に逆拡散した逆拡散情報シンボル系列を求める第二のコンピュータプログラムコードと、を有することを特徴とする記録媒体を提供する。

【0028】また、本発明では、前記第二のコンピュータプログラムコードは、移動局を識別するために用いられ全ての無線基地局に共通に割り当てられたショートコード群の内の一つと、各基地局を識別するために用いられ無線基地局の各々に個別に割り当てられた一つ以上のロングコードの内の一つを乗算することを特徴とする。

【0029】
【発明の実施の形態】以下、図面を参照し、本発明の実施形態について詳細に説明する。なお、以下の説明において、「ショートコード」とは、1つの情報シンボルを複製した数と等しい繰り返し周期を有するコードであり、「ロングコード」とは、1つの前記情報シンボルを複製した数と比較して繰り返し周期が長いコードである。

【0030】本実施形態において、無線基地局によって送信される情報シンボル系列には、短周期拡散符号（ショートコード）群の中の一つと、各無線基地局に一つ以上割り当てられた長周期拡散符号（ロングコード）群のうちの1つが乗算される。

【0031】図2は、本実施形態に係るマルチキャリアCDMA方式の移動通信システムにおける拡散符号割り当て方法の一例を説明するための図である。

【0032】図2（a）に示す例では、ショートコードレイヤ201において通信者（移動局）を識別するためのショートコードのセットは、無線基地局204、206および208の全てにおいて共通のものを使用する。

【0033】また、ロングコードレイヤ202において無線基地局を識別するためのロングコードは、無線基地局毎に1個ずつ異なったものを割り当てており、無線セル204についてロングコード#0を、無線セル206に対しロングコード#1を、無線セル208に対しロングコード#2をそれぞれ割り当てている。

【0034】図2（b）に示す例では、ショートコードレイヤ203において通信者（移動局）を識別するためのショートコードのセットは、全ての無線基地局210、212および214において共通のものを使用している。また、ロングコードレイヤ202において、無線基地局を識別するためのロングコードは、無線基地局毎に2個ずつ異なったものを割り当てており、無線セル210についてロングコード#0および#1を、無線セル212について#2および#3を、無線セル214につ

いてロングコード#4および#5をそれぞれ割り当てている。

【0035】このように、マルチキャリアCDMA方式を用いた移动通信システムにおいて、異なったロングコードを各基地局に割り当てることにより、前記基地局で共通のショートコード群を用いることができ、拡散符号を効率的に用いることができる。

【0036】また、全基地局において同一の周波数を用いることができる（周波数繰り越しが実現できる）。

【0037】図3は、本実施形態に係るマルチキャリアCDMA方式の移动通信システムの無線基地局において信号を送送する際の、情報シンボルに拡散符号を乗算する方法の一例を示す図である。

【0038】図3の例では、ショートコードの系列長SFは4であり、ロングコードの系列長Lはサブキャリア数Nの4倍、すなわち $L=4N$ である。ここで、系列長とは拡散符号の繰返し周期と同義である。また、Nは自然数である。

【0039】ショートコードの系列長SFが4の場合、N個のサブキャリアにおいて、 $N/SF=(N/4)$ 個の情報シンボルがパラレル（同時）に送信される。

【0040】 $N/SF=(N/4)$ 個の情報シンボル系列は、情報シンボル毎にショートコードの系列長と等しいシンボル数分（図3に示す例では、4個分）コピーされ、周波数軸上に並べられる。

【0041】そして、並べられた周波数軸上の情報シンボル系列に対し、ショートコードの乗算を行う。さらに、乗算されて系列長Nとなった周波数軸上の情報シンボル系列に対し、ロングコードの乗算を行う。

【0042】なお、図3の例では、ショートコードを乗算する際、各情報シンボルをコピーした後、周波数軸方向に並べ、ショートコードを乗算することとしているが、各情報シンボルをショートコードで拡散した後、ロングコードを乗算し、ロングコードが乗算された情報シンボル系列を周波数軸方向に並べる手順、または「各情報シンボルをショートコードおよびロングコードの積で拡散した後、拡散された情報シンボル系列を周波数軸方向に並べる手順を用いてもよい。

【0043】図3に示す拡散符号を乗算する方法を用いることにより、情報シンボル系列を複製して周波数軸上に並べ、周波数軸上に並べられた情報シンボルに対しロングコードとショートコードを乗算し、複数のサブキャリアを用いて送信することにより信号を送信する方法が実現できる。

【0044】これにより、マルチキャリアCDMA方式において、従来のショートコードのみによる拡散に加えて、ロングコードを乗算することにより拡散符号の効率的な割り当てが可能となる。

【0045】図4は、本実施形態に係るマルチキャリアCDMA方式の移动通信システムの無線基地局において

信号を送送する際の、情報シンボルに拡散符号を乗算する方法の他の例を示す図である。

【0046】図4（a）は、ロングコードの系列長Lが、サブキャリア数Nの3倍、すなわち $L=3N$ となっている場合における拡散符号の乗算の例である。図4

（a）に示す例では、同時に送信される周波数軸上の情報シンボル系列の3系列分に亘ってまとめて、ロングコードの乗算を行っている。

【0047】図4（b）は、ロングコードの系列長Lがサブキャリア数Nの5倍、すなわち $L=5N$ の場合における拡散符号の乗算の例である。この例では、同時に送信される周波数軸上の情報シンボル系列5系列分と6系列目のサブキャリア#N/2までに亘ってまとめてロングコードの乗算を行い、次いで同時に送信される周波数軸上の情報シンボル系列の6系列目のサブキャリア#N/2+1とそれに続く情報シンボル系列5系列分までに亘ってまとめて再びロングコードの乗算を行っている。

【0048】マルチキャリアCDMA方式では、逆拡散・コヒーレント復調を行う際に、サブキャリア毎のチャネル推定値が必要となる。このチャネル推定値導出のためには、サブキャリア毎に時間方向へのパイロットシンボルの平均化が必要であるため、ロングコードの拡散パターンを時間方向に基地局ごとに異なつたものにする必要がある。図4に示す拡散符号を乗算する方法を用いることにより、これを実現することができる。

【0049】図5は、本実施形態に係るマルチキャリアCDMA方式の移动通信システムの無線基地局を送送する際の、情報シンボルと拡散符号との乗算方法の他の例を示す図である。図5に示す例では、ロングコードの系列長Lは、サブキャリア数Nに等しい値を用いる。

【0050】図5（a）は、周波数方向にロングコードの乗算を行う際、時間軸方向の異なる情報シンボル系列に乗算するロングコードの各々を順次直前のものから周波数方向に1チップ、すなわち複製された情報シンボルの1個分ずつシフトさせて乗算を行う場合の例である。

【0051】図5（b）は、周波数方向に2チップ、すなわち情報シンボル2個分ずつシフトさせて乗算を行う場合の例である。

【0052】このように、図5の例に示すような拡散符号の乗算法を用いることによって、周波数軸方向だけでなく、時間軸方向にもロングコードが乗算された形態となる。そのため、各サブキャリアにおけるチャネル推定を行うためにパイロットシンボルを時間方向に積分する際、各セルからの信号を区別でき、結果としてより高精度にチャネル推定を行うことが可能となる。

【0053】図6は、本実施形態に係るマルチキャリアCDMA方式の無線通信システムにおいて用いることが可能な、（無線基地局に設けられる）送信装置の構成例を示し、図7は、これに対応する（移動局に設けられ

る)受信装置の一構成例を示す。

【0054】図6の送信装置は、送信データを生成する送信データ発生部11と、送信データを符号化する符号化器12と、符号化された送信データを変調するデータ変調部13と、符号化され変調された送信データをパイロットシンボルと多重化する多重部14と、多重部14の出力に直並列変換を施す直並列変換部15と、直並列変換部15の各出力をコピーするコピー16と、ショートコードを生成するショートコード生成器17と、コピー16の出力に対しショートコードを乗算する複数の乗算器18と、乗算器18の出力を合成する合成器20と、ロングコードを生成するロングコード生成器21と、合成器20の出力に対しロングコードを乗算する複数の乗算器22と、乗算器22から出力されるN個のサブキャリアにIFFT (Inverse Fast Fourier Transform) またはIDFT (Inverse Discrete Fourier Transform) 処理を施すIFFT (IDFT) 回路23と、IFFT (IDFT) 回路23の出力にGI (Guard Interval) を挿入するGI挿入部24からなる。

【0055】図6の構成において送信データ発生部11と、符号化器12と、データ変調部13と、多重部14と、直並列変換部15と、コピー16と、ショートコード生成器17と、乗算器18を含んだ部分10は複数組設けられる。

【0056】図7の受信装置は、受信信号中のシンボルのタイミングを検出するシンボルのタイミング検出部31と、受信信号からGIを除去するGI除去部32と、GI除去部32の出力にFFT (Fast Fourier Transform) 処理を施すFFT回路33と、チャネル推定を行うチャネル推定部34と、FFT回路33の出力に対しチャネル推定部34の出力を乗算する複数の乗算器35と、ロングコードを生成するロングコード生成器36と、乗算器35の出力に対しロングコードを乗算する複数の乗算器37と、ショートコードを生成するショートコード生成器38と、乗算器37の出力の各ショートコード系列長SF分に対しショートコードを乗算する複数の乗算器39と、乗算器39の出力の各ショートコード系列長SF分を加算する加算器40と、加算器40の出力に並直列変換を施す並直列変換部41と、並直列変換部41の出力を復調するデータ復調部42と、データ復調部42の出力を復号して復元データを求める復号器43からなる。

【0057】図8は、本実施形態に係るマルチキャリアCDMA方式の無線通信システムにおいて用いることが可能な、(無線基地局に設けられる)送信装置の他の構成例を示し、図9は、これに対応する(移動局に設けられる)受信装置の他の構成例を示す。図8、図9において、図6、図7と同様の構成要素には同一の参照番号を付してある。

【0058】図8の送信装置は、図6の構成の乗算器2

2の代わりに、ショートコード生成器17の出力に対しロングコードを乗算する一つの乗算器19をショートコード生成器17と乗算器18の間に設けた点が図6と異なる。

【0059】図9の受信装置は、図7の構成の乗算器37の代わりに、ショートコード生成器38の出力に対しロングコードを乗算する一つの乗算器44をショートコード生成器38と乗算器39の間に設けた点が図7と異なる。

【0060】図6の送信装置は、図10に示すフローチャートに基づいて以下のように動作する。

【0061】まず、送信データ発生部11から入力された送信データ系列を符号化器12で符号化し、データ変調部13で変調する。そして、符号化され変調された送信データ系列にパイロットシンボルを多重部14で多重化し、直並列変換器15で直並列変換される(ステップS1)。直並列変換されたN/SF個の情報シンボルの系列の各情報シンボルは、コピー16でショートコードの系列長(チップ長)と等しいシンボル数分コピーされ、これらのコピーが周波数軸上に並べられて、第一の情報シンボル系列が得られる(ステップS2)。

【0062】次に、周波数軸上に並べられた第一の情報シンボル系列に対し、乗算器18でショートコードが乗算されて、第二の情報シンボル系列が得られる(ステップS3)。

【0063】次に、周波数軸上のショートコードが乗算された系列長Nの第二の情報シンボル系列が合成部20で合成され、合成された第二の情報シンボル系列に対し、乗算器22でロングコードが乗算されて、第三の情報シンボル系列が得られる(ステップS4)。

【0064】次に、ロングコードが乗算された系列長Nの第三の情報シンボル系列をIFFT回路23とGI挿入部24に入力して、N個のサブキャリアを有する直交マルチキャリア信号が得られる。これらの直交マルチキャリア信号が複数のキャリアを用いて送信される(ステップS5)。

【0065】図8の送信装置を用いる場合には、ステップS3とS4が統合、されて第一の情報シンボル系列に対してショートコードとロングコードの積が乗算されることになる。

【0066】図7の受信装置は、図11に示すフローチャートに基づいて以下のように動作する。

【0067】まず、シンボルのタイミング検出部31でシンボルのタイミング(FFTタイミング)が検出され、GI除去部32でGIを除去し、得られた信号をFFT回路33でサブキャリア成分に分離する(ステップS11)。そして、チャネル推定部34で各サブキャリアのチャネル変動値を推定し、乗算器35でチャネル変動を補償する(ステップS12)。

【0068】次に、各サブキャリアにおけるチャネル変

動を補償されたシンボルに対し、乗算器37でロングコードをサブキャリア方向に乗算し(ステップS13)、ロングコードが乗算されたシンボルに対し、乗算器39で対応するショートコードをサブキャリア方向に乗算する(ステップS14)。そして、ショートコードの系列長(チップ長)SF個分のシンボルが加算器40で加算されて、逆拡散されたシンボルが得られる(ステップS15)。

【0069】次に、逆拡散されたシンボルは並直列変換器41で並直列変換され(ステップS16)、得られた信号がデータ復調部42で復調された復号器43で復号されて、復元データが得られる(ステップS17)。

【0070】図9の受信装置を用いる場合には、ステップS13とS14が統合されて、チャネル変動補償された各サブキャリアのシンボルに対してショートコードとロングコードの積が乗算されることとなる。

【0071】図6や図8の送信装置および図7や図9の受信装置において、ロングコード生成器はロングコードを様々な方法で生成することができる。

【0072】例えば、図4に示す拡散符号の乗算法を用いる場合には、ロングコード生成器はシステムで使用する全てのロングコードをメモリに記憶させておき、データ送信時にデータ送信に使用するロングコードをメモリから読み出す。あるいは、ロングコード生成器はロングコードを生成するための計算式をメモリに記憶させておき、データ送信時にデータ送信に使用するロングコードを生成するための計算式をメモリから読み出して、読み出した計算式に基づいてそのロングコードを生成する。

【0073】同様に、図5に示す拡散符号の乗算法を用いる場合には、ロングコード生成器はシステムで使用する全てのロングコードをメモリに記憶させておき、データ送信時にデータ送信に使用するロングコードをメモリから読み出し、読み出したロングコードをシフト器でシフトさせる。あるいは、ロングコード生成器はロングコードを生成するための計算式をメモリに記憶させておき、データ送信時にデータ送信に使用するロングコードを生成するための計算式をメモリから読み出して、読み出した計算式に基づいてそのロングコードを生成し、生成したロングコードをシフト器でシフトさせる。

【0074】なお、上述した実施形態における送信装置の処理手順や受信装置の処理手順をプログラムとして例えばCDやFDなどの記録媒体に記録して、この記録媒体をコンピュータシステムに組み込んだり、または記録媒体に記録されたプログラムを通信回線を介してコンピュータシステムにダウンロードしたり、または記録媒体からインストールし、該プログラムでコンピュータシステムを動作させることにより、信号送信方法や信号受信方法を実施する装置として機能させることができる。

【0075】また、本発明は、上述した実施形態に限定されるものではなく、その技術的範囲において種々変形

して実施することができる。

【0076】

【発明の効果】以上説明したように、本発明に係るマルチキャリアCDMA方式の移動通信システムでは、ユーザを識別するためのユーザ識別コード(拡散符号)に加え、セルを識別するためのセル固有のロングコードで二重に拡散する。具体的には、サブキャリア数と等しいかそれより長い繰返し周期を有するロングコードを使用する。

【0077】またロングコードを周波数方向にシフトさせて乗算することにより、周波数方向のみでなく、時間方向にもロングコードの乗算を実現することができ、これにより、各サブキャリアにおけるチャネル推定のために行なうパイロットシンボルの時間方向への積分において、各セルからの信号を区別することができるようになる。

【0078】従って、本発明によれば、マルチキャリアCDMA方式を用いた移動通信システムの下りリンクにおいて、拡散符号を効率的に割り当てることができる。

【0079】また、情報シンボル系列を周波数軸方向に拡散するマルチキャリアCDMA方式において、チャネル推定精度を向上できるとともに、無線基地局の識別が可能となる。

【図面の簡単な説明】

【図1】基地局間非同期システム、基地局間同期システムの下りリンクにおける従来の拡散符号割り当て方法を説明するための図。

【図2】本発明の一実施形態におけるマルチキャリアCDMA方式の移動通信システムにおける拡散符号割り当て方法の一例を説明するための図。

【図3】本発明の一実施形態におけるマルチキャリアCDMA方式の移動通信システムにおける無線基地局での情報シンボルと拡散符号との乗算方法の一例を示す図。

【図4】本発明の一実施形態におけるマルチキャリアCDMA方式の移動通信システムにおける無線基地局での情報シンボルと拡散符号との乗算方法の他の例を示す図。

【図5】本発明の一実施形態におけるマルチキャリアCDMA方式の移動通信システムにおける無線基地局での情報シンボルと拡散符号との乗算方法の他の例を示す図。

【図6】本発明の一実施形態におけるマルチキャリアCDMA方式の移動通信システムにおける無線基地局での送信装置の構成例を示すブロック図。

【図7】本発明の一実施形態におけるマルチキャリアCDMA方式の移動通信システムにおける移動局での受信装置の構成例を示すブロック図。

【図8】本発明の一実施形態におけるマルチキャリアCDMA方式の移動通信システムにおける無線基地局での送信装置の他の構成例を示すブロック図。

【図9】本発明の一実施形態におけるマルチキャリアCDMA方式の移动通信システムにおける移動局での受信装置の他の構成例を示すブロック図。

【図10】図6または図8に示す送信装置による信号送信の処理手順を示すフローチャート。

【図11】図7または図9に示す受信装置による信号受信の処理手順を示すフローチャート。

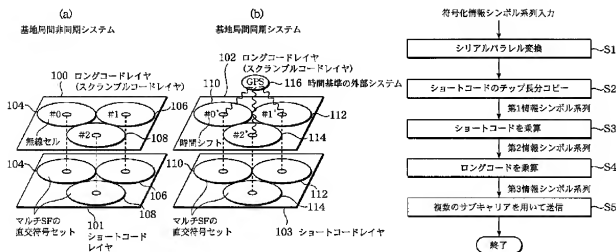
【符号の説明】

100, 102, 200, 202 ロングコードレイヤ
101, 103, 201, 203 ショートコードレイヤ
104, 106, 108, 110, 112, 114, 204, 206, 208, 210, 212, 214 無線セル
11 送信データ発生部
12 符号化器
13 データ変調部

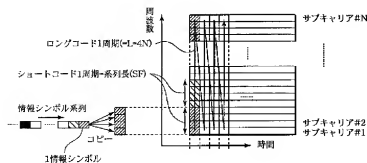
14 多重部
15 直並列変換部
16 コピー
17, 38 ショートコード生成器
18, 19, 22, 35, 37, 39, 44 乗算器
20 合成器
21, 36 ロングコード生成器
23 IFFT (IDFT) 回路
24 GI挿入部
31 シンボルタイミング検出部
32 GI除去部
33 FFT回路
34 チャネル推定部
40 加算器
41 並直列変換部
42 データ復調部
43 復号器

【図1】

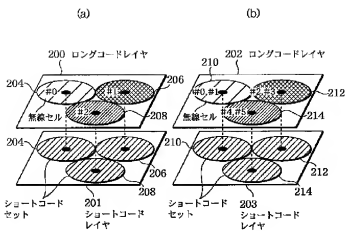
【図10】



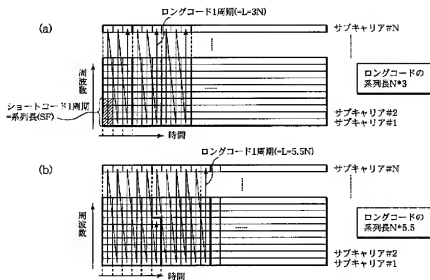
【図3】



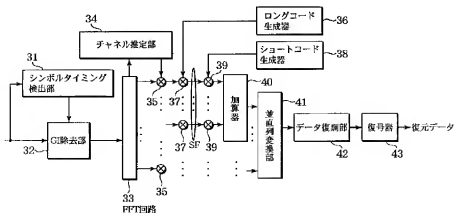
【図2】



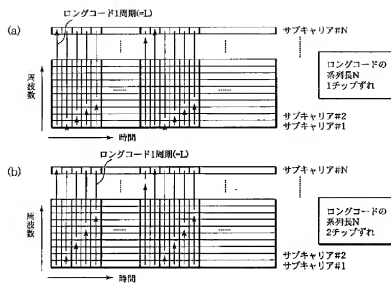
【図4】



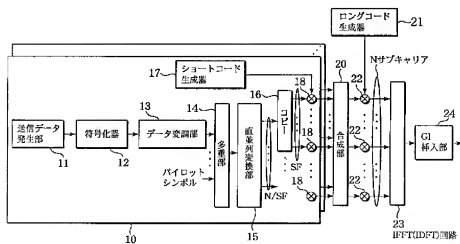
【図7】



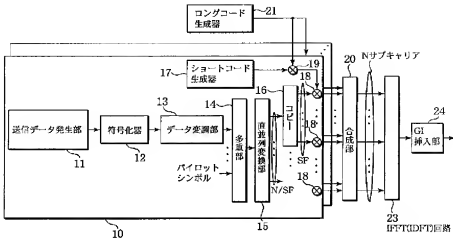
【図5】



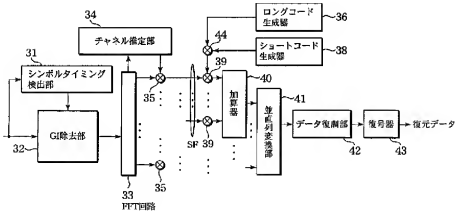
【図6】



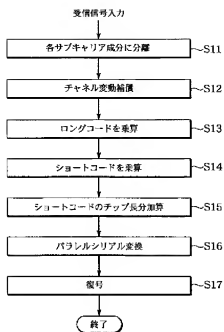
【図8】



【圖 9】



【図 11】



フロントページの続き

(72)発明者 安部田 貞行
東京都千代田区永田町二丁目11番1号 株
式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ内

(72)発明者 佐和橋 衛
東京都千代田区永田町二丁目11番1号 株
式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ内

Fターム(参考) 5K022 EE02 EE11 EE21 EE31
5K067 OC10 DD17 DD19 EE02 EE10
HH21 HH36

DATA RATE DETECTION DEVICE AND METHOD FOR A MOBILE COMMUNICATION SYSTEM

Publication number: JP2003504941 (T)

Publication date: 2003-02-04

Inventor(s):

Applicant(s): SAMSUNG ELECTRONICS CO LTD

Classification:

- international: H04B7/26; H04J13/00; H04L25/02; H04Q7/38; (IPC1-7): H04J13/00; H04Q7/38

- European: H04L25/02J

Application number: JP20010509182T 20000708

Priority number(s): KR19990028321 19990708; WO2000KR00740 20000708

Abstract not available for JP 2003504941 (T)

Abstract of corresponding document: **WO 0105067 (A1)**

A data rate detecting device detects a data rate for a received signal based on a variation of the energy for the respective received signals between the two adjacent intervals upon failure to receive information about the data rate, and performs channel decoding of the detected data rate information. First, the data rate detecting device divides an interval defined as between a lowest and highest one of a plurality of given data rates into m discriminating intervals. Then, the device calculates a difference between an average energy of received signals up to an i 'th discriminating interval and an average energy of received signals for an $(i+1)$ 'th discriminating interval, wherein i is an integer is less than m . If the difference between the average energies is greater than or equal to a threshold value, the device determines that the received signal in the $(i+1)$ 'th discriminating interval is transmitted at a data rate corresponding to the i 'th discriminating interval.

【特許請求の範囲】

【請求項1】 予め設定された複数のデータレートのうち、一番小さいデータレートと一番大きいデータレートとの間の1つのデータレートとして定められる区間を m （ここで、 m は整数）個の区分区間に分けるステップと、

前記 m より小さい整数 i に対して、 i 番目区分区間までの受信信号の平均エネルギーと $(i+1)$ 番目区分区間における受信信号の平均エネルギーとの差分値を計算し、前記平均エネルギー間の差分値がしきい値より大きいか同じであるとき、前記 i 番目区分区間に対応するデータレートで前記 $(i+1)$ 番目区分区間における受信信号が伝送されることを判断するステップと

を含むことを特徴とする移動通信システムにおけるデータレート検出方法。

【請求項2】 前記しきい値が前記 i 番目区分区間までの受信信号の送信電力レベル(A)であるとき、 $A^2/2$ として定められる請求項1記載の前記方法。

【請求項3】 所定の複数のデータレートのうちの一番小さいデータレートと一番大きいデータレートとの間のいずれか1つのデータレートとして定められる区間を m 個の区分区間に分けて、前記 m は整数である移動通信システムにおけるデータレート検出装置において、

前記 m より小さい整数 i に対して、 i 番目区分区間までの受信信号の平均エネルギーと $(i+1)$ 番目区分区間における受信信号の平均エネルギーとを計算するエネルギー計算器と、

前記 i 番目区分区間までの受信信号の平均エネルギーと前記 $(i+1)$ 番目区分区間における平均エネルギーとの間の差分値を計算するエネルギー差分器と、

前記エネルギー差分器で計算された平均エネルギー間の差分値がしきい値より大きいとき、前記 i 番目区分区間に対応するデータレートを前記 $(i+1)$ 番目区分区間での受信信号に対するデータレートとして決定するデータレート決定器とを含むことを特徴とする前記装置。

【請求項4】 前記しきい値が前記 i 番目区分区間までの受信信号の送信電力レベル(A)であるとき、 $A^2/2$ として定められる請求項3記載の前記装置。

【請求項5】 可変的にサービス可能な複数のデータレートに対する情報を以前に基地局が移動局に提供し、前記移動局が前記複数のデータレートのうちの

いずれか1つのデータレートを受信信号に対するデータレートとして検出する移動通信システムにおけるデータレート検出方法において、

(a) 前記複数のデータレートのうちの一番小さいデータレートと一番大きいデータレートとの間のいずれか1つのデータレートとして定められる区間を m (ここで、 m は整数)個の区分区間に分けるステップと、

(b) 前記 m 個の区分区間のうち、最初区分区間に対応する受信信号の平均エネルギーを求めるステップと、

(c) 前記最初区分区間の次の第2区分区間に対応する受信信号の平均エネルギーを求めるステップと、

(d) 前記ステップ(b)及び(c)から求められた平均エネルギー間の差分値を計算するステップと、

(e) 前記平均エネルギー間の差分値がしきい値より大きいか同じである場合、前記第2区分区間における受信信号が前記最初区分区間における受信信号に対応するデータレートで伝送されることを推定するステップと、または、前記平均エネルギー間の差分値がしきい値より大きいか同じである場合、前記最初区分区間を次の区分区間として設定するステップと

を含み、前記差分値がしきい値を超過するときまで、前記設定された区分区間までの受信信号に対する前記ステップ(b)乃至ステップ(e)を反復的に遂行することを特徴とする前記方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、移動通信システムに対してチャンネル信号受信装置及び方法に関し、特に、受信信号のデータレートを検出する装置及び方法に関する。

【0002】

【従来の技術】

一般的に、符号分割多重接続 (Code Division Multiple Access; 以下、“CDMA システム”と称する) 移動通信システムは、音声を中心とする従来の移動通信規格から発展し、音声のみならず高速データの伝送が可能な IMT-2000 規格に発展してきた。前記 IMT-2000 規格では、高品質の音声、動画、及びインターネット検索などのサービスが可能である。前記 CDMA 移動通信システムで移動局と基地局との間に提供された通信リンクは、一般的に、基地局から端末機へ向く順方向リンク (DL; Down link) と、反対に移動局から基地局へ向く逆方向リンク (UL; Up link) とから区別される。

【0003】

順方向リンクまたは逆方向リンクへ音声やデータを伝送する場合、これらのデータレート (Data Rate) は、サービスの種類に従って一定時間、例えば 10 msec ごと動的に変動される。このとき、データレートに関する情報が一般的に受信器へ伝送されて復号のとき利用される。しかし、実質的に、受信器がデータレートに関する情報を受信できなかった場合、前記受信器は、送信器から送信された受信信号のレートを分析することによって検出しなければならない。前記受信器が受信信号からデータレートを検出できない場合に遂行される前記のような手続きは、いわゆる、“ブラインドレート検出 (BRD; Blind Rate Detection)”と呼ばれる。

【0004】

下記では、順方向エラー訂正 (FEC; Forward Error Correction) のために畳み込みコード (Convolutional Code) を使用して音声を送信する場合に遂行される従来技術に従う BRD 動作が説明される。

まず、受信器(すなわち、移動局)が送信器(すなわち、基地局)をサービスするために使用する音声データのデータレートの集合が $R=(R_1, R_2, \dots, R_n)$ と仮定する。前記データレートの集合は、レートが増加する順に並べられている。送信器で報告された実際データレート R_a を検出するために、受信器は、一番低いデータレート R_1 からデータに対するビタビ復号化(Viterbi decoding)を遂行した後、CRC(Cyclic Redundancy Codes)を検査する。もしも、 R_1 に対するCRC検査の結果が良好な状態(“good”)であると、 $R_a=R_1$ である確率が非常に高いので、 R_a は R_1 になるように実際送信されたデータレートとして判定される。これと異なり、 R_a に対するCRC検査の結果が不良の状態(“bad”)であると、受信器は、次のデータレート R_2 までの追加的なデータに対して、すなわち、データレート (R_2-R_1) でビタビ復号化を遂行してCRCを検査する。このとき、BRD動作の誤り(False alarm)確率を減少させる方法として、受信器は、CRC検査の以外に追加的にビタビ復号化のための内部メトリック(metric)を検査する方法がある。

【0005】

前述したように、受信器は、畳み込み符号化された音声データのレートを検出するために優先的にビタビ復号を遂行し、その後、CRC検査を行うことによって、BRD動作を遂行するようになる。しかし、このようなBRD動作をターボコード(Turbo Code)を使用してデータを伝送する場合も、そのまま適用することは容易でない。その理由は、ターボ復号化器(Turbo Decoder)は、ビタビ復号化器とは異なり、内部ターボデインターリーバー(internal turbo de-interleaver)を含んでおり、このとき、デインターリーバーの種類はデータレートごと異なるからである。具体的に言えば、所定のデータレートでのCRC検査の結果が不良の場合、ターボ復号化器は、次のデータレートに対するCRCを検査するために、一番目データレートからデータ復号化過程を反復しなければならない。反面に、ビタビ復号化器は、ただ、次のデータレートまでの追加的なデータを読み込んだ後、前記読み込んだデータに対する復号化を遂行すればよい。BRD動作がターボ復号化器に不適な他の理由は、通常ターボ復号化の動作が反復的(iterative)に行われ、このとき、1つのデータレートでの最大反復復号の数は、一般

的に8～12程度になるからであり、これに従って復号器の複雑度を増加させ、すべてのデータレートに対するCRC検査のために反復復号化が遂行されるとき、かなり長い遅延時間を必要とする。

【0006】

【発明が解決しようとする課題】

従って、本発明の目的は、移動通信システムでデータレートに関する情報を受信できなかったとき、受信信号からデータレートを検出する装置及び方法を提供することにある。

本発明の他の目的は、ターボ符号化されたデータレートに関する情報を受信できなかったとき、データレートを検出する装置及び方法を提供することにある。

【0007】

本発明のまた他の目的は、畳み込み符号化またはターボ符号化されたデータを伝送する間、受信されないデータレートを検出する装置及び方法を提供することにある。

本発明のさらに他の目的は、データレートに関する情報を受信できなかったとき、データレートを検出する動作の複雑度を減少させる装置及び方法を提供することにある。

【0008】

前記のような目的を達成するために、本発明は、データレートに対する情報を受信できなかった場合、隣接する2つの区間での各受信信号に対するエネルギーの変化量に従って受信信号のデータレートを検出し、前記検出されたデータレート情報のチャンネル復号化の動作を遂行するデータレート検出装置を提供する。

本発明に従うデータレート検出装置は、まず、所定の複数のデータレートのうち、一番小さいデータレートと一番大きいデータレートとの間の1つのデータレートとして定められる区間を m 個の区分区間に分ける。その後、前記装置は、前記 m より小さい整数 i に対して、 i 番目区分区間までの受信信号の平均エネルギーと $(i+1)$ 番目区分区間における受信信号の平均エネルギーとの間の差分値を計算する。もしも、平均エネルギー間の差分値がしきい値より大きいか同じであ

る場合、前記装置は、前記 i 番目区分区間に対応するデータレートで前記 $(i + 1)$ 番目区分区間での受信信号が伝送されることを判断する。

【0009】

【発明の実施の形態】

以下、本発明に従う好適な実施形態を添付図面を参照しつつ詳細に説明する。下記説明において、関連した公知機能または構成に対する具体的な説明が本発明の要旨をばやかさないようにするために詳細な説明は省略する。

【0010】

図1は、本発明に従うデータレート検出器を含む移動通信システムにおける移動局受信器の復号器の構成を示す概略的なブロック図である。本発明は、UMTS (Universal Mobile Telecommunication System)、CDMA 2000などのようなCDMA移動通信システムに適用されられる。

【0011】

図1を参照すると、デインターリーバー110は、受信信号をデインターリーピングしてデインターリーピングされた信号(シンボル) X_k を生成する。不連続伝送(DTX: Discontinuous Transmission)ビット抽出器120は、前記デインターリーピングされた信号 X_k から移動通信システムの不連続伝送モードのとき、基地局が送信した不連続伝送モードを示すビットを抽出する。データレート検出器150は、前記デインターリーバー110によってデインターリーピングされた受信信号(シンボル) X_k の可変データレートを検出し、結果的に、データレートに関する情報を受信できない場合受信されたデータのレートを検出する。前記データレート検出器150は、隣接する2つの区間における各受信信号に対するエネルギーの変化量を検出し、その検出結果に従って受信信号のデータレートを検出する。前記データレート検出器150によって検出されたデータレートに関する情報は、前記レート整合器130及びびチャンネル復号器140へ提供される。レート整合器130は、デインターリーピングされたシンボルを受信して穿孔(puncturing)の逆過程であるシンボル挿入(symbol insertion)及び反復(repetition)の逆過程であるシンボル結合(symbol combining)を遂行してレートマッチング(Rate matching)されたシンボルを生成する。チャンネル復号器(channel de

coder) 140は、前記レート整合器130から出力されるレートマッチングされたシンボルを復号化する。このようなチャンネル復号器140は、畳み込み復号化器(Convolutional decoder)またはターボ復号化器で具現されられる。前記レート整合器130及びチャンネル復号器140は、前記データレート検出器150から提供されるデータレート情報を利用してレートマッチング動作及びチャンネル復号化動作を遂行する。

【0012】

図2は、図1に示したデータレート検出器150によって遂行された本発明に従うデータレート検出動作を説明するための図である。

まず、図2に示すように、移動局の受信器で受信されるシンボル数が時間に従って R_1 、 R_2 、 R_3 、 R_4 、及び R_5 の順序で可変されたと仮定する。各区間(例えば、毎10msec)別にシンボル数が可変されたことは、結局、データレートが可変されたことを意味する。従って、下記でシンボル数とデータレートが混用されて使用されても、これらは、実質的に同一なものを意味するという事実留意しなければならない。

【0013】

図2は、基地局の送信器が区間1~4ではデータを正確に伝送するが、区間4~5ではデータが伝送できない場合を示す。区間1~4で伝送されたデータシンボルは、図1に示したデインターリーバー110によってデインターリービングされた後、DTXビット抽出器120の内部に備えられたバッファに貯蔵される。前記区間4~5で、基地局送信器は、不連続伝送モードで不連続ビット(DTX bits)を伝送する。このような不連続的な伝送区間で、基地局送信器は、送信電力をオフさせ、実際、前記区間では、AWGN(Additive White Gaussian Noise)のみが存在する。そこで、不連続シンボルが伝送された区間5でデータレートは R_4 である。このように、本発明は、実質的にデータの伝送のない区間のように、データレートに対する情報が伝送されない区間でデータが存在するか否かを把握することにより、結果的に、データレートを検出することを基本的な原理とする。

【0014】

本発明に従ってデータレートを検出する原理をより具体的に説明すると、次のようである。

説明の便宜のために、2つのデータレート R_1 及び R_2 が存在すると仮定する。このような場合、データレートに関する情報の受信なく、信号がデータレート R_1 または R_2 のどちらかによって伝送されるかを判断するために、下記数式を利用して計算される。ビット位置1からビット位置 R_1 まで受信された信号を X_1 とし、ビット位置 (R_1+1) からビット位置 R_2 まで受信された信号を X_2 とすると、各信号 X_1 及び X_2 は下記数式1で表現される。

(数式1)

$$X_1 = A_1 \times a_1 + n_1$$

$$X_2 = A_2 \times a_2 + n_2$$

【0015】

数式1で、 A_1 及び A_2 は、基地局送信器から送信されて移動局受信器へ受信された信号の送信電力レベルを示し、信号が存在する場合は $\pm A$ となり、DTXの場合は“0”となる。 a_1 及び a_2 は、レーリランダム変数(Rayleigh Random Variable)として、確率関数 $p(a_1) = 2 \times a_1 \times \exp(-a_1^2)$ 、または $p(a_2) = 2 \times a_2 \times \exp(-a_2^2)$ を有する。 n_1 及び n_2 はAWGNランダム変数として、平均“0”及び分散(Variance) σ^2 を有する。もしも、伝送チャンネルの雑音分散が σ^2 と仮定すると、受信信号の区間別エネルギー(電力)は、下記数式2のように計算される。

(数式2)

$$E\{X_1^2\} = A_1^2 + \sigma^2$$

$$E\{X_2^2\} = A_2^2 + \sigma^2$$

【0016】

前記各受信信号 X_1 のエネルギー $E\{X_1^2\}$ 及び X_2 のエネルギー $E\{X_2^2\}$ を差分した結果 D_1 は、下記数式3のようになる。

(数式3)

$$D_1 = |E\{X_1^2\} - E\{X_2^2\}| = |A_1^2 - A_2^2|$$

【0017】

前記数式3で、 $A_1^2=A_2^2$ であれば、受信信号 X_1 及び X_2 に対するエネルギーの差分結果 D_1 は“0”になる。これとは異なり、データが伝送されないDTXの場合、 $A_2^2=0$ であれば、受信信号 X_1 及び X_2 のそれぞれに対するエネルギーの差分結果 D_1 は、“ A_1^2 ”になる。すなわち、 R_2 が実際伝送されたデータレートであるとし、 D_1 はほとんど“0”になり、 R_1 が実際伝送されたデータレートであると D_1 はほとんど“ A_1^2 ”になる。

【0018】

前述した数式において、レーリーランダム変数の確率関数 $p(a_1)$ 及び $p(a_2)$ に無関係に、2次確率特性である平均偏差 σ^2 のみ分かれば、前記数式の適用が可能であろう。もちろん、このようなランダム変数が時間的に可変(time varying)でないと仮定した場合である。参考に、各受信信号の区間別エネルギーが測定できると、受信信号のエネルギーの差分結果 $D_1=|E\{X_1^2\}-E\{X_2^2\}|$ が容易に測定できる。前記 D_1 を得るために一番重要な変数は、平均エネルギー値を得るための十分なデータの累積であるといえる。最小データレート R_1 が32kbp/sの場合、すなわち、全体10msecフレーム区間で伝送されたデータが320ビット以上の場合に正確なデータレートが判断できる。

【0019】

前述したようなデータレート検出動作を一般化すると次のようである。

まず、サービス可能なデータレートの集合を増加する順に並べ、これを $R=\{R_1, R_2, \dots, R_n\}$ と仮定する。このようなサービス可能なデータレートに関する情報は、呼設定(call setup)のとき、基地局が移動局へ提供するいわゆるTFS(Transport Format Set)と呼ばれる情報として、移動局に与えられる情報である。このように、 n 個の複数のデータレートに関する情報が与えられると、一番大きいデータレート R_n によって1つの区間が割り当てられ、前記一番大きいデータレートを除外した残りのデータレートによっても $(n-1)$ 個の区間が割り当てられる。前記一番大きいデータレート R_n によって割り当てられる区間との差別化のために、前記一番大きいデータレートを除外した残りのデータレートによって定められる区間を区分区間であると定義できる。このとき、各区分区間での受信信号のデータレートの検出が可能である。一例として、 i 番目区分区間まで

の受信信号の平均エネルギーを求め、 $(i+1)$ 番目区分区間までの受信信号の平均エネルギーを求めた後、求められた平均エネルギーを減算して、前記減算結果値と予め設定されたしきい値とを比較することにより、 $(i+1)$ 番目区間における受信信号のデータレートが検出できる。

【0020】

$(i+1)$ 番目区間における受信信号のデータレートを検出する動作を説明すると、下記のようなものである。 i 番目区間で受信された信号を X_i と仮定するとき、前記受信信号 X_i は下記数式4のように定義される。

(数式4)

$$X_i = A_i \times a_i + n_i$$

【0021】

前記数式4で、 A_i は、基地局送信器の送信電力レベルとして、信号が存在する場合は $\pm A$ であり、信号が存在しないDTXの場合は“0”になる。上から定義したように、 a_i 及び n_i のそれぞれは、レーリランダム変数及びAWGNランダム変数を示す。式3を適用すると、1から n まですべての i に対して下記式5のような判断条件を下すことができる。下記数式5は、 i 番目区間で受信された信号を X_i とし、 i 番目区間から $(i+1)$ 番目区間で受信された信号を X_{i+1} であると仮定するとき、各受信信号に対するエネルギー $E\{X_i^2\}$ 及び $E\{X_{i+1}^2\}$ の差分結果を示す。

(数式5)

$$D_i = |E\{X_i^2\} - E\{X_{i+1}^2\}| = |A_i^2 - A_{i+1}^2|$$

【0022】

前記数式5で、 $(i+1)$ 番目区間でデータが継続して伝送される場合、すなわち、 $A_i^2 = A_{i+1}^2$ であれば D_i は“0”になる。これとは異なり、 i 番目区間まではデータが伝送されたが、 i 番目区間から $(i+1)$ 番目区間でデータが伝送されないDTXの場合、すなわち、 $A_{i+1}^2 = 0$ であれば、 D_i は“ A_i^2 ”になる。従って、不連続伝送DTXが行われる間、すなわち $A_{i+1}^2 = 0$ であれば、最初のインデックス i を探した後、このときの R_i を基地局送信器が伝送した実際データレートと判断できる。

【0023】

図3は、図1に示した本発明に従うデータレート検出器150の構成を示す概念的なブロック図であって、前記データレート検出器150は、エネルギー計算器152、エネルギー差分器(Energy Differentiator)154、及びデータレート決定器(Data Rate Decision Block)156とから構成される。

【0024】

図3を参照すると、エネルギー計算器152は、 i 番目区間までの受信信号 X_i に対してエネルギー E_i を求め、 i 番目区間から $(i+1)$ 番目区間までの受信信号 X_{i+1} に対してエネルギー E_{i+1} を求める。すなわち、前記エネルギー計算器152は、 i 番目区間までの受信された信号及び $(i+1)$ 番目区間までの受信された信号を累算して各受信信号 X_i 及び X_{i+1} に対するエネルギー E_i 及び E_{i+1} を計算する。このとき、下記式6のような計算を遂行することによって各受信信号に対するエネルギーを求めることができる。下記式6は、受信信号 X_{i+1} に対するエネルギー E_{i+1} を計算するのに使用される。

【0025】

【数1】

(数式6)

$$E_{i+1} = \frac{1}{R_{i+1} - R_i} \sum_{k=R_i}^{R_{i+1}} X_k^2 dk$$

エネルギー差分器154は、前記数式6のように求められる i 番目区間でのエネルギー $E(X_i^2)$ と、 $(i+1)$ 番目区間でのエネルギー $E(X_{i+1}^2)$ との差である D_i を求める。前記数式3及び数式5に示したように、エネルギー $E\{X_i^2\}$ と $E\{X_{i+1}^2\}$ との差異は、送信電力レベルの2乗の差異として示すことができる。すなわち、 D_i は、 i 番目区間での受信信号の送信電力レベルの2乗 A_i^2 と、 $(i+1)$ 番目区間での受信信号の送信電力レベルの2乗 A_{i+1}^2 との差異として示すことができる。データレート決定器156は、前記エネルギー差分器154によって求められたエネルギー差 D_i を利用して伝送されたデータレートを決定する。前記求められた D_i が前記数式5のように一定の値 A_i^2 であれば、前記データレ

ート決定器156は、i番目区間でのデータレート R_i を現在伝送されたデータレートとして決定する。

【0026】

しかし、実際チャンネル環境を考慮すると、隣接する2つの区間におけるエネルギー差 D_i が正確に“0”または A_i^2 になる場合はほとんどないであろう。すなわち、エネルギー差 D_i それ自体が1つの確率変数になり、 D_i の条件付きの平均は、

【数2】

$$E\{D_i | A_i^2 = A_{i-1}^2\} = 0$$

及び

【数3】

$$E\{D_i | A_i^2 \neq A_{i-1}^2\} = A^2$$

を満足させる。従って、データレート決定器156は、隣接する2つの区間におけるエネルギー差 D_i と所定のしきい値(Threshold Value)とを比較した後、その比較結果に従ってデータレートを決定する。特に、前記データレート決定器156は、隣接する2つの区間におけるエネルギー差 D_i が前記しきい値より小さいか同じである場合、以前区間であるi番目区間のデータレート R_i を現在区間のデータレートとして決定する。前記しきい値は、最大尤度(ML; Maximum Likelihood)原理に従って“0”及び A_2 の中間値である $A^2/2$ として設定される。ここで、 A は、基地局送信器から受信された信号の送信電力レベル、 $A^2/2$ は受信信号の送信電力レベルの2乗の半分である。前記データレート決定器156によって決定されたデータレートに関する情報は、図1に示したように、レート整合器130及びチャンネル復号器140へ提供される。

【0027】

図4及び図5は、図3に示したようなデータレート検出器150によって遂行される前記数式を利用したデータレート検出動作に従うフローチャートである。図4は、隣接する2つの区間であるi番目区間と、(i+1)番目区間での受信信

号に対するエネルギーを計算して $(i+1)$ 番目区間でのデータレートを検出する動作を示すフローチャートである。図5は、 i 番目区間でのデータレートを検出する一般的な動作を示すフローチャートである。

【0028】

図4を参照すると、反復(iteration)するたび隣接する2つの区間におけるエネルギー差 D_i を求めた後、前記エネルギー差 D_i をしきい値 $A^2/2$ と比較する。このとき、前記エネルギー差 D_i が前記しきい値より大きいか同じである場合、ステップ405で、 i 番目区間におけるデータレート R_i を実際データレート R_{est} として推定する。

【0029】

より具体的に説明すると、図3に示すエネルギー計算器152は、ステップ401で、 $(i-1)$ 番目区間と i 番目区間との間で受信された信号 X_i を累算し、ステップ402で、その受信信号 X_i に対するエネルギー $E\{X_i^2\}$ を計算する。また、前記エネルギー計算器152は、 i 番目区間と $(i+1)$ 番目区間との間で受信された信号 X_{i+1} を累算し、その受信信号 X_{i+1} に対するエネルギー $E\{X_{i+1}^2\}$ を計算する。ステップ403で、エネルギー差分器154は、前記隣接する2つの区間におけるエネルギー差を計算する。すなわち、前記エネルギー差分器154は、前記2つの区間におけるエネルギー差を $D_i = |E\{X_i^2\} - E\{X_{i+1}^2\}|$ として決定する。前述したように、前記エネルギー差を $D_i = |A_i^2 - A_{i+1}^2|$ として示すこともできる。ステップ404で、データレート決定器156は、前記隣接する2つの区間におけるエネルギー差としきい値とを比較する。すなわち、データレート決定器156は、前記エネルギー差 D_i がしきい値 $A^2/2$ より大きいか同じであるかを判断する。前記エネルギー差 D_i がしきい値 $A^2/2$ より大きいか同じである場合、ステップ405で、データレート決定器156は、 i 番目区間におけるデータレート R_i を現在 $(i+1)$ 番目区間におけるデータレート R_{est} として推定する。前記推定されたデータレートは、図1に示したように、DTXビット抽出器120、レート整合器130、及びチャンネル復号器140のそれぞれに入力されてレートマッチング及びチャンネル復号化動作のために利用される。

【0030】

図5を参照すると、ステップ501で、データレート検出器は、検索区間 i を“1”として初期化し、以前区間に対する平均電力(エネルギー) $E(X_{i-1}^2)$ を“0”として設定する。ステップ502で、図3に示したようなエネルギー計算器152は、検索区間1での平均電力、すなわち、現在区間に対する平均電力 $E(X_1^2)$ を計算(第1演算)し、ステップ503で、前記エネルギー差分器154は、判別式 D_{i-1} を利用して以前区間のエネルギーと現在区間のエネルギーとの間の差を計算(第2演算)する。もしも、ステップ504で、データレート決定器156は、判別式 D_{i-1} の結果がしきい値 $A^2/2$ より大きいと同じであると判断する場合(このとき、 $i=1$ である状態なので、0 k b p s のデータレートを意味する。)、ステップ508で、データレート決定器156は、現在区間でのデータレート R_{est} を以前区間でのデータレート R_{i-1} として推定する。

【0031】

そうでない場合、すなわち、ステップ504で、判別式 D の結果がしきい値 $A^2/2$ より小さいと判断される場合、ステップ505で、データレート決定器156は、以前区間に対する平均電力 $E(X_{i-1}^2)$ に現在区間に対する平均電力 $E(X_i^2)$ を貯蔵し、ステップ506で、次の区間を検索するために i を1つ増加させる。ステップ507で、エネルギー計算器162は、 $(i+1)$ 番目区間における平均電力を計算(第3演算)した後、現在区間に対する平均電力 $E(X_i^2)$ に前記計算された平均電力を貯蔵し、前記過程は、ステップ503に戻って、平均電力 $E(X_i^2)$ を基として判別式 D_{i-1} を計算した後、ステップ504で、前記判別式 D_{i-1} の結果値としきい値とを比較する。

【0032】

前記のような過程を反復して、ステップ504で $D \geq A^2/2$ として判断される場合、前記データレート決定器156は、現在区間でのデータレート R_{est} を以前区間までのデータレート R_{i-1} として推定する。

【0033】

【発明の効果】

以上から述べてきたように、本発明は、基地局送信器がデータレートに関する情報を伝送しなくても、復号化動作を遂行する前受信された信号に対するデータ

レートと推定する。これは、ビタビ復号化及びCRC検査の後、データレートを検出する既存のBRD動作に比べて、複雑さが減少する長所がある。従って、本発明は、ターボ符号化されたデータレートを検出するとき、毎レート別復号化動作を、最悪の場合、最大反復復号の数だけ遂行するという複雑さが減少する。

【0034】

また、本発明は、チャンネル符号化器の方式に関係なく、一定な統計のみを累積してデータレートを判断するので、任意のチャンネル符号化器とともに使用できる。例えば、畳み込み符号化器を使用する場合でも、本発明は、データレートがしきい値以上であるフレームに対して、信頼性あるデータレートの推定が可能である。

【0035】

前述の如く、本発明の詳細な説明では具体的な実施形態を参照して詳細に説明してきたが、本発明の範囲は前記実施形態によって限られるべきではなく、本発明の範囲内で様々な変形が可能であるということは、当該技術分野における通常の知識を持つ者には明らかである。

【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明に従うデータレート検出器を含む移動通信システムの復号器の構成を示す概略的なブロック図である。

【図2】 本発明に従ってデータレートを検出する動作を説明するための図である。

【図3】 図1に示したデータレート検出器の構成を示す詳細なブロック図である。

【図4】 本発明に従って(i+1)番目区間のデータレートを検出する動作を示すフローチャートである。

【図5】 本発明に従ってi番目区間のデータレートを検出する動作を示すフローチャートである。

【符号の説明】

- 110…デインターリーパー
- 120…D T Xビット抽出器

- 130…レート整合器
- 140…チャンネル復号器
- 150…データレート検出器
- 152…エネルギー計算器
- 154…エネルギー差分器
- 156…データレート決定器

【図1】

FIG. 1

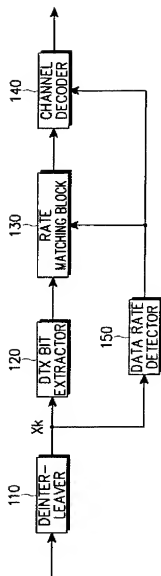


FIG. 2

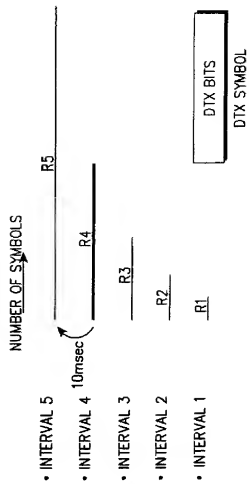
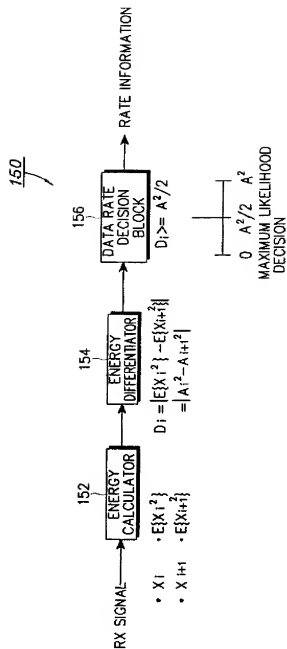


FIG. 3



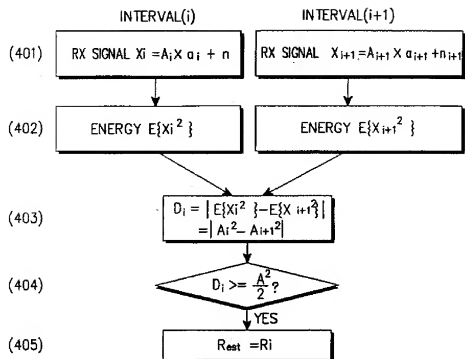


FIG. 4

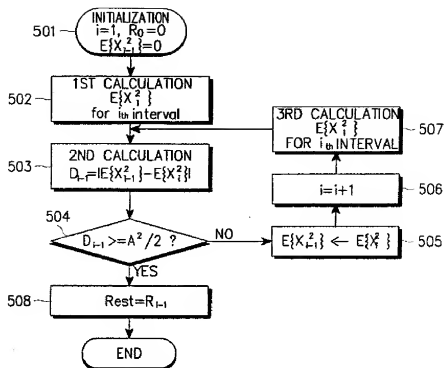



FIG. 5

INTERNATIONAL SEARCH REPORT		International application No. PCT/KR00/00740												
A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER IPC7 H04B 7/26 According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC														
B. FIELDS SEARCHED Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols) IPC7 H04B, H04L Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched Korean Patents and applications for inventions since 1975 Korean Utility models and applications for Utility models since 1975 Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)														
C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT <table border="1"> <thead> <tr> <th>Category*</th> <th>Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages</th> <th>Relevant to claim No.</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>A</td> <td>US 5562205 A (Qualcomm INC.) 13 October 1996 See the whole document</td> <td>1,3,5</td> </tr> <tr> <td>A</td> <td>US 5671253 A (Motorola INC.) 23 September 1997 See the whole document</td> <td>1,3,5</td> </tr> <tr> <td>A</td> <td>US 5751725 A (Qualcomm INC.) 12 May 1998 See the whole document</td> <td>1,3,5</td> </tr> </tbody> </table>			Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.	A	US 5562205 A (Qualcomm INC.) 13 October 1996 See the whole document	1,3,5	A	US 5671253 A (Motorola INC.) 23 September 1997 See the whole document	1,3,5	A	US 5751725 A (Qualcomm INC.) 12 May 1998 See the whole document	1,3,5
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.												
A	US 5562205 A (Qualcomm INC.) 13 October 1996 See the whole document	1,3,5												
A	US 5671253 A (Motorola INC.) 23 September 1997 See the whole document	1,3,5												
A	US 5751725 A (Qualcomm INC.) 12 May 1998 See the whole document	1,3,5												
<input type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of Box C. <input checked="" type="checkbox"/> See patent family annex.														
* Special categories of cited documents: "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance "E" earlier application or patent but published on or after the international filing date "L" document which may throw doubts on novelty (claims) or which is cited to establish the publication date of citation or other special reasons (as specified) "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed "T" later documents published after the international filing date and priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention "X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone "Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art "Z" document member of the same patent family														
Date of the actual completion of the international search 24 OCTOBER 2000 (24.10.2000)		Date of mailing of the international search report 25 OCTOBER 2000 (25.10.2000)												
Name and mailing address of the ISA/KR Korean Industrial Property Office Government Complex Tarojeon, Dunsan-dong, Se-ku, Taejeon Metropolitan City 302-701, Republic of Korea Facsimile No. 82-42-472-7140		Authorized officer YOON, Byoung Soo Telephone No. 82-42-481-5709 												

Form PCT/ISA/210 (second sheet) (July 1998)

INTERNATIONAL SEARCH REPORT
Information on patent family members

International application No.
PCT/KR00/00740

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
US 5566206 A	10. 15. 1996	WO 9501032 A1 KR 191295 B1 JP 3067804 B2 EP 705512 B1	05.01.1995 15.06.1999 24.07.2000 01.10.1997
US 5671255 A	23. 09. 1997	WO 9737471 A1 JP 11506597 T1 EP 830770 A1	09.10.1997 08.06.1999 25.03.1998
US 5751725 A	12. 05. 1998	EP 932963A1 CN 1234160 A AU 4822097 A1	04.08.1999 03.11.1999 15.05.1998

Form PCT/ISA/210 (patent family annex) (July 1998)

(81)指定国 EP(AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE), AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, CA, CH, CN, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EE, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, NO, NZ, PL, PT, RO, RU, SD, SE, SG, SI, SK, SL, TJ, TM, TR, TT, TZ, UA, UG, UZ, VN, YU, ZA, ZW

(72)発明者 セーヒョン・キム
大韓民国・ソウル・138-775・ソンパー
グ・ソンパ・2ードン(番地なし)・ミ
ン・エービーティ・#2-902

(72)発明者 ソンジャエ・チョイ
大韓民国・キョンギード・463-070・ソ
ナムシ・プンタング・ヤタプブード
ン・(番地なし)・キョンナム・エービー
ティ・#707-402

(72)発明者 ヨンホワン・リー
大韓民国・キョンギード・463-010・ソ
ナムシ・プンタング・チョンジャード
ン・237-7

Fターム(参考) 5K022 EE01 EE31
5K067 AA33 CC10 EE02 EE10 GG01
GG11 HH22 HH26